

第一章 核电子学系统中的信号与噪声

§1 核辐射探测器及其输出信号

一、核辐射探测器的要求和特点

在核物理和粒子物理实验中，最基本的测量方法是：采用各种核电子仪器组成的系统和装置，来获取及处理核探测器测量核辐射时所得的电信号，并对测量结果作出分析和记录。

由于核电子学所研究的是如何处理和分析核辐射探测器给出的电信号，因此必须首先对核辐射探测器的输出信号要有所了解。

通常，核辐射探测器的输出信号是一系列幅度大小不一、波形不尽一致、前后间隔疏密不匀出现的时间随机分布的电荷或电流脉冲，它们是由入射粒子的性质及探测器的响应所决定的，根据这些脉冲及相关参数，可以得到有关核辐射和粒子的信息。例如有：

每个脉冲所携带的电荷量：其电荷量的大小与入射粒子的能量（或能量耗损）成正比。若输出电流脉冲，其面积就代表电荷量，所以若将该脉冲送到电容上累积电荷，电容上的输出电压幅度就相应代表电荷量，而电压幅度大小的分布就能反映入射粒子的能谱。

每个脉冲出现的准确时刻：由该时刻可以确定粒子射入探测器的准确时刻。当使用两个以上探测器时，可以测定射入这些探测器的粒子在时间上的相互关系，在此基础上可以测定脉冲时间间隔上的分布，即时间谱。

单位时间内平均出现的脉冲数：它是和单位时间内平均入射的粒子数成正比的。因此，它可以反映入射粒子的强度，从它的变化也可测量粒子的寿命。测量一定时间内脉冲的总计数，能给出总剂量大小。

脉冲的形状：有些探测器输出脉冲波形的某些参量，如脉冲的上升时间和入射粒子的类型有关，通过这种波形参量的测量，可以识别入射粒子的类型，例如分辨 α 、 γ 、 p 、 d 或其它粒子。

由上可见，用电子学方法对信号脉冲的幅度、时间、波形和数目等参量的获取、处理和分析，可以获得粒子的动量、能量、电荷量、质量、时间和空间关系等各种性质，从而为识别粒子，研究其运动性质，为探讨其内在规律提供实验依据。

在核辐射测量中，最基本的特点就是它的统计特性，因为在核辐射探测器中，射线和物质相互作用所产生的电离、激发、光电转换和倍增过程都是随机的，而且核衰变过程也是以一定的概率性来表现的。所以，对微观过程的研究，必须对大量事物的统计规律作出相应的处理和分析，由于核事件本身的随机性而出现的统计涨落，在核辐射探测器把核信息转换成电脉冲信号时，该信号就具有与通常周期信号根本不同的特点——即无论在信号的时间特性上，或是幅度分布上，都会是随机的，非周期性或非等值的。正由于核辐射探测器输出信号具有统计性这一基本特点，要求核电子学必须用独特的方法来进行处理和研究。

二、核辐射探测器的主要类别和输出信号

核辐射探测器种类繁多，按给出信息的方式来分类，可分为给出电信号和非电信号两大类（少数的二者兼而有之）。但最广泛应用的是给出电信号的核探测器，因为它能进一步被放大、处理、记录和分析，便于作大量的、快速的、综合的各种研究，使用也最普遍。目前常用的有气体探测器、半导体探测器和闪烁探测器，它们接收核辐射后输出电信号。由于不同探测器输出信号各有特点，也要求相应的电子学线路与之配套。下面对这三种探测器的输出信号和主要特性作一简要介绍：

1. 气体探测器：电离室、正比计数器和盖革-弥勒（G-M）计数器均以气体为探测介质，结构上也有相似之处，它们统称为气体探测器。以电离室为例来简述它们的工作原理：图1.1.1(a)给出平行板电离室结构，在二块金属平行板上加以一定高压。当入射带电粒子通过气体，使气体分子电离成电子-正离子对时，带负电荷的电子和正离子在外加电场作用下分别作漂移运动，相应在平行板电极上产生感应电荷，并在外电路上产生相应的电信号。当外加电压升高时，气体探测器工作于正比区产生气体放大，就成为正比计数器。当气体放大倍数随电压急剧上升，电子雪崩持续发展成自激放电，则成为G-M计数器。

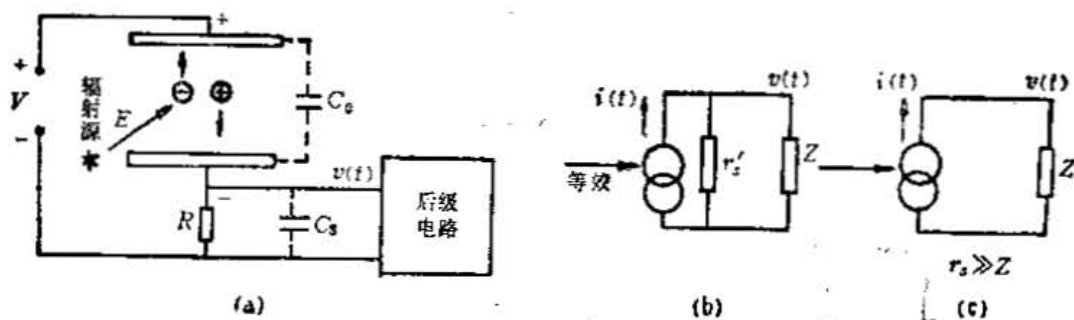


图1.1.1 (a) 气体探测器的工作原理 (b) 等效电路 (c) 简化电路

假定能量为 E 的入射粒子把其全部能量损耗在探测器内使气体电离，每产生一对电子-正离子所需的平均能量为 $\bar{w}$ ，称为平均电离能。则该辐射所产生的总电子-离子对数 N 为

$$N = F \cdot A \cdot E / \bar{w} \quad (1.1.1)$$

式中， A 为气体放大倍数，对电离室 $A=1$ ；对正比计数器 A 约为几百， F 为法诺因子。

各种气体的平均电离能不同，通常 $\bar{w}$ 在20—40eV（电子伏特）之间，设 $\bar{w}=33\text{eV}$ ，则对于能量为1MeV的核辐射来说，按上式，则可得 $N=3 \times 10^4$ 对，相应的电荷量 Q 为

$$Q = N \cdot e \quad (1.1.2)$$

其中， e 为电子电荷： $e=1.6 \times 10^{-19}$ 库仑。

由于电子与离子向电极漂移运动，产生感应电荷的变化，使之在外电路上形成感应电流 $i(t)$ ，可表示为：

$$i(t) = Q(t) / \Delta t \quad (1.1.3)$$

这样，在图1.1.1中，我们可以把气体探测器看成为产生 $i(t)$ 信号的电流源。它的等效电路如图1.1.1(b)所示，在内阻比外负载大得多时，图1.1.1(b)可进一步简化为图1.1.1

(c)。

需要指出：电流信号 $i(t)$ 的时间持续过程，主要与电子和离子的漂移运动速度有关（这与气体性质有关）。通常，在电离室中电子漂移速度较快，约微秒量级，而离子漂移速度慢得多，约毫秒量级。

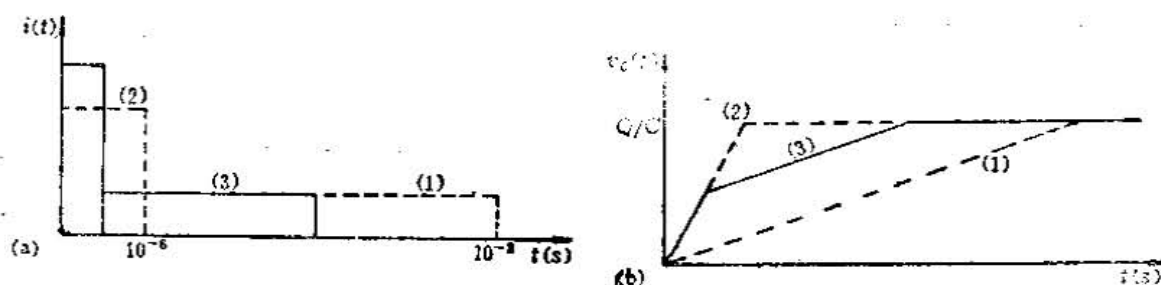


图1.1.2 平行板电离室的输出信号

图1.1.2中，(1)为电离在正极板附近发生时，电子很快到达正电极，感应电流主要由离子漂移运动造成，持续时间最长。(2)为电离在负极板附近时，正好相反。 $i(t)$ 主要由电子漂移运动造成，持续时间最短，为微秒量级。(3)为电离在两极板中间位置时，则 $i(t)$ 由电子感应电流和离子感应电流两部份合成，持续时间随位置有一个分布。

显然，在电离室不同位置入射的同样能量的粒子，因电子-离子对产生的地点不同，所得到的输出电流 $i(t)$ 的大小不同，因此不能用电流大小来测量入射粒子的能量，但是电荷量是相同的，所以，只要在探测器输出端接上电容负载，将输出电流通过电容器积分，在电容 C 上得到电压信号 $v_c(t)$

$$v_c(t) = Q/C = 1/C \int_0^t i(t) dt \quad (1.1.4)$$

当 t 大至足以收集所有感应电流时，则有 $\int_0^t i(t) dt = Q = N \cdot e$ ， $v_c(t)$ 达到恒定值，即有

$$v_c(t) = N \cdot e / C = F \cdot A \cdot E \cdot e / \bar{w} \cdot C = K \cdot E \quad (1.1.5) \quad (a)$$

因为 F 、 A 、 e 、 $\bar{w}$ 、 C 都是常量，所以电容 C 上输出的电压信号与能量 E 成正比关系，即可由电压信号幅度来测量能量。

正比计数器由于气体放大，输出信号幅度较电离室大几百倍——几千倍，而且几乎与入射粒子产生原电离的位置无关。G-M计数器，由于输出信号已和原电离失去正比关系，但灵敏度高，输出信号幅度大，主要用于计数。

2. 半导体探测器：常用的半导体探测器包括金硅面垒探测器，Ge(Li)和Si(Li)探测器，高纯锗探测器等，它们都是以半导体材料为探测介质，具有能量分辨率高，线性范围宽等优点。

半导体探测器俗称固体电离室，与气体的情况类似。图1.1.3(a)给出平面Ge(Li)探测器的示意，当能量为 E 的粒子入射到耗尽层中时，半导体探测器内产生电子-空穴对。并外加电场作用下，分别向N与P作漂移运动，同样在外电路上产生感应电流 $i(t)$ ，所以半导体探测器也可等效看作为电流源，如图1.1.3(b)所示。

由于固态的平均电离能相对较小，如对Ge(锗)， $\bar{w}$ 为2.96eV。而对Si(硅)， $\bar{w}$ 为

3.61eV。同样能量的带电粒子在半导体中产生的电子-空穴对数目将比在气体中产生的离子对数目高出一个量级，所以，半导体探测器的输出信号，要比电离室信号大得多。

在时间特性上，主要取决于电子与空穴在耗尽层中的运动速度，它与外加电压大小，环境温度和迁移率有关，当载流子速度为饱和速度 (10^7 cm/s) 时，若耗尽层厚为 1 cm，则载流子在耗尽层中运动的时间为 50—100 ns，电流 $i(t)$ 的形状如图 1.1.3 (c) 所示。

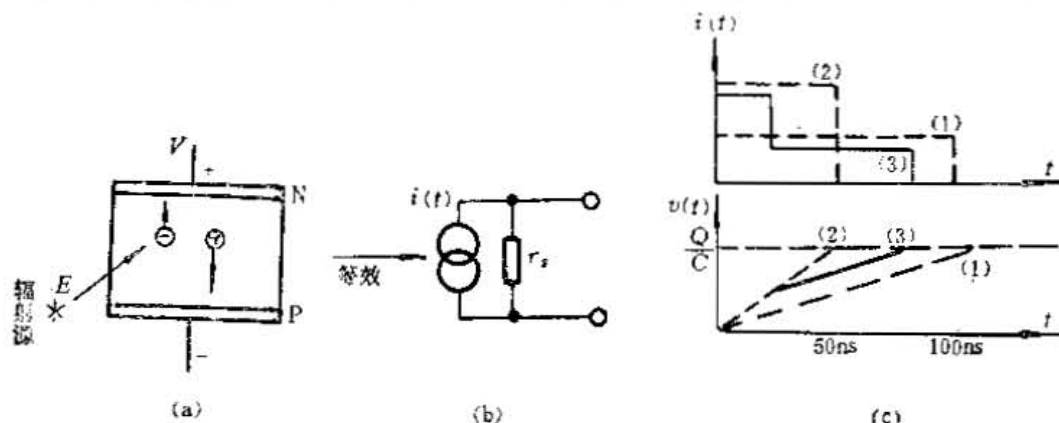


图1.1.3 半导体探测器的等效电路与输出信号

图 1.1.3 (c) 中：(1) 表示入射在耗尽层附近。(2) 表示入射在耗尽层中间。(3) 表示入射在任意位置。由于不同位置入射的粒子，产生电子-空穴对的地点不同， $i(t)$ 的形状随之变化，所以不能用它来测量入射粒子能量，和前面讨论的气体探测器情况类似，由输出电容来积分得到电压信号

$$v_c(t) = Q/C = 1/C \int i(t) dt = N \cdot e/c = E \cdot e/w \cdot C = k' \cdot E \quad (1.1.5) \quad (b)$$

即可用电压信号来测量入射粒子的能量。

半导体探测器的电子和空穴的收集时间一般为 10^{-7} s，这样对全部输出电流积分时间比电离室要小得多。所以，它可用于高计数率的测量，分辨特性也好得多。

3. 闪烁探测器：当射线入射到闪烁晶体时，先使闪烁体中的分子或原子激发，然后在退激时发出荧光，此光脉冲射到光电倍增管的光阴极上转换成光电子。通过管内逐级倍增，最后在阳极上收集成为电流脉冲 $i(t)$ 。闪烁探测器同样可看成为电流信号源，如图 1.1.4. 所示。

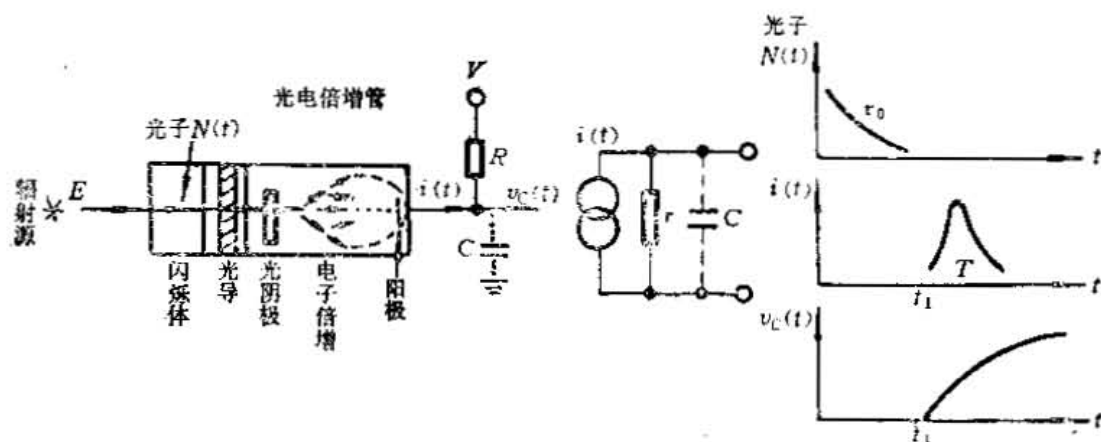


图1.1.4 闪烁探测器的等效电路与输出电路

输出电流 $i(t)$ 与闪烁体的发光效率、光阴极的灵敏度及光电倍增管的倍增系数有关。如光脉冲 $N(t)$ 的衰减时间常数为 τ_0 ，可以得出阳极输出电流 $i(t)$ 为：

$$i(t) = Q/\tau_0 \cdot e^{-t/\tau_0} \quad (1.1.6)$$

其中， Q 为阳极上收集的总电荷，它与入射粒子的能量 E 成正比，所以此时可直接用它来测量核辐射的能量。

有必要指出，由于电子经过光电倍增管的打拿极需要一定时间，所以电流信号 $i(t)$ 和积分电压信号 $V_c(t)$ 比入射粒子产生的光脉冲要延迟一段时间 t_1 ，而且光子在光阴极上转化成光电子的位置不同，使 t_1 有一定涨落，所以 $i(t)$ 实际上有一时间分布，表现了 $V_c(t)$ 的上升时间也有一个分布。

由上面对三种主要核辐射探测器的简要分析，可以对核辐射探测器输出信号的特点小结如下：

(1) 核辐射探测器都能产生相应的输出电流 $i(t)$ ，在电路分析时，可把它等效为电流源。

(2) 该输出电流 $i(t)$ 具有一定形状，即有一定时间特性，所以可用于时间分析（对闪烁探测器也可作能量分析）。

(3) 如在输出电容上取积分电压信号 $V_c(t)$ ，则 $V_c(t)$ 正比于 E ，可做射线能量测量。

三、核辐射探测器的基本性能（指标）

1. 探测效率

它表示为探测器测到的粒子数与此时实际入射到探测器中的该种粒子总数的比值。探测效率与探测器的大小、几何形状、以及对入射粒子的灵敏度、能区有关。通常希望探测器具有较高的探测效率。

2. 输出幅度大小

对不同探测器可分别计算出相应于单位能量 E （设为 1MeV ）的入射粒子所产生的电子电荷数 n ，若给定收集极输出电容为 10pF ，则可以由 $V = n \cdot e / C = A \cdot E \cdot e / \bar{w} \cdot C$ 估算出输出电压。表 1.1 列出了对单位能量（ 1MeV ）的粒子在其能量全部消耗在探测器中时，相应的

表 1.1 各类探测器相应于单位能量的电子电荷数和输出幅度

探测器	类 别	单位能量所产生的电子电荷数	在 10pF 电容上输出幅值 (V/MeV)
气体探测器	电 离 室	$n = 3 \times 10^4$	4.8×10^{-4}
	正比计数器	$n = 10^7$	0.16
半 导 体 探 测 器	锗 (77K) $\bar{w} \approx 2.96\text{eV}$	$n = 3 \times 10^5$	4.8×10^{-3}
	硅 (室温) $\bar{w} = 3.62\text{eV}$		
闪烁计数器	设闪烁体 NaI (Tl) 3000 光子/MeV，光电倍增系数 $M = 3 \times 10^5$	$n = 10^8$	1.6

电离对数和输出幅度值。可以看出，由于输出幅度不大，需配电子电路加以放大，但放大倍数的要求各不相同，应按实际的需要来决定。

3. 分辨率

它表示探测器实际分辨核信息的能力，主要有能量分辨、时间分辨、空间分辨（或位置分辨），它们分别给出识别两个相邻的能量、时间、位置之间最小差值的能力。对于能量分辨，通常就定义为对于某一给定的能量值，探测器能分辨二个相邻能量之间的最小相对差值的量度。由于探测过程的统计涨落，对于单一核辐射能量，在探测器输出得到计数率与能量的关系不是一条直线，而是一个分布曲线，常用所测曲线的半高全宽（指曲线上最大值一半处的宽度，记为FWHM）和十分之一高全宽（指曲线最大值十分之一处的宽度，记为FWTM）来表示分辨率的特性。图1.1.5给出核辐射测量时常见的概率分布曲线。

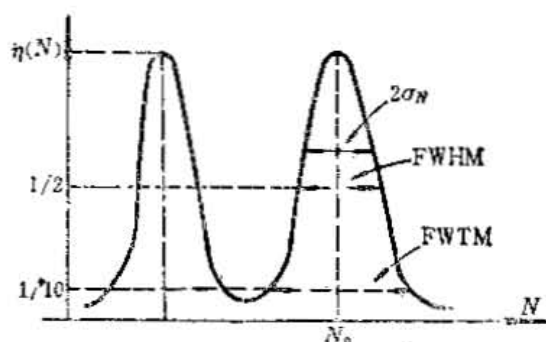


图1.1.5 核测量的概率分布

在测量数目足够大时，该几率分布由泊松分布过渡到接近高斯分布， N 可代表能量、幅度、电子电荷数、时间等的实测值，它是围绕平均值 N_0 作统计涨落的高斯型概率密度函数，记为 $\eta(N)$ ，数学表达式为：

$$\eta(N) = e - \left(\frac{N - N_0}{\sqrt{2} \sigma_N} \right)^2 \quad (1.1.7)$$

其中 σ_N 为标志涨落大小的标准偏差，即当 $N = N_0 \pm \sigma_N$ 时， $\eta = 0.61$ 。若以FWHM来衡量，因 $\eta = 0.5$ ，可以算出 $\text{FWHM} = 2.36 \sigma_N$ ，而对FWTM因 $\eta = 0.1$ ，可得 $\text{FWTM} = 4.29 \sigma_N$ 。

为了区分不同 N_0 值（也可以是能量、幅度值或时间量）的相对分辨能力，常定义探测器固有分辨率 R_D 为

$$R_D = \frac{(\text{FWHM})}{N_0} \times 100\% = 2.36 \frac{\sigma_N}{N_0} \times 100\% \quad (1.1.8)$$

表1.2 主要探测器的分辨能力

探测器	类别	能量分辨率（相应能区）	时间分辨(秒)	空间分辨(mm)
气体探测器	电离室	3—5 % (0.1 MeV) 1 % (5.0 MeV), 带电粒子	$10^{-2} - 10^{-5}$	
	正比计数器	14—22 % (5.9 keV, ^{55}Fe)	$10^{-6} - 10^{-7}$	1
半导体探测器	金硅面垒(室温)	0.24 % (^{241}Am , 5.5 MeV, α)	$10^{-7} - 10^{-8}$	0.5
	高纯锗	0.14 % (^{60}Co , 1.3 MeV, γ)		
	Ge(Li)	0.1 % (^{60}Co , 1.33 MeV, γ) 3 % (5.9 keV, X, ^{55}Fe)		
闪烁探测器	闪烁体 +光电倍增管	7—8 % (^{137}Cs , 630 keV)	$10^{-7} - 10^{-10}$	5
		10—12 % (^{60}Co , 122 keV)		
		45—75 % (^{55}Fe , 5.9 keV)		

将 N_0 代之以被测粒子的能量, 则固有能量分辨率

$$R_{ps} = \frac{(\text{FWHM})_E}{E_0} \times 100\% = 2.36 \frac{\sigma_E}{E_0} \times 100\% \quad (1.1.9)$$

上二式的后半部, 仅在谱线分布接近高斯曲线时才用。表 1.2 给出了各种常用探测器分辨性能的比较值。

可以看出, 从能量分辨率来看, 以半导体探测器为最佳, 气体探测器为其次, 闪烁探测器较差; 但从时间分辨率来看, 则以闪烁探测器为优, 所以必须根据实际物理实验的测量要求来选用合适的探测器, 然后再选择相应的电子学线路与之配套。在用探测器电子学系统实际测量上述分辨率时, 它不仅与探测器有关, 而且与电子学线路也有关, 所以如果不采取有效的电子学措施, 分辨性能就可能变差。

4. 线性响应

它是衡量在一定范围内探测器所给出的信息, 与入射粒子相应的物理量(如能量、位置等)是否成线性关系的标志, 有时直接称之为能量线性或位置线性。以能量线性为例, 表 1.3 列出了三种探测器的能量线性指标, 结合能量分辨率, 对后面电子学电路(如放大器)的线性度提出了一定要求。

表1.3 线性响应指标

探 测 器	能量线性指标	对后级电子学电路的线性要求
气 体 探 测 器	小于0.01%	因能量分辨率为1%, 后级线性应为0.1%
半 导 体 探 测 器	0.015%	作高能量分辨测量时, 要求后级线性为0.01%
闪 烁 计 数 器	1—5%	线性要求一般, 线性的为1%左右

5. 稳定性

通常, 温度和电源的变化引起了探测器性能的不稳定。因此, 探测器对工作环境温度和高电压电源供电电压稳定性有一定要求。从表1.4可以看到, 环境温度的影响不可忽视, 一般对高压电源要求其稳定性要好于千分之一至万分之一。对闪烁探测器而言, 因为它直接影响到光电倍增管倍增过程, 在探测器使用中这是不可忽视的。

表1.4 探测器的稳定性

探 测 器	环境温度影响	高压电源的电压电流	稳定性要求
气体探测器	$\pm 0.01\%/^{\circ}\text{C}$	$3 \times 10^3 \text{V}; 0.1 \text{mA}$	10^{-3}
半导体探测器	影响较大, 常用77K恒温工作	$10^2 \text{V}; 0.1 \text{mA}$	10^{-3}
闪烁探测器	$\pm 0.1 \sim 0.5\%/^{\circ}\text{C}$	$10^2 \sim 10^3 \text{V}; 1 \text{mA}$	10^{-4}

另外, 衡量探测器性能还有抗辐射损伤, 粒子鉴别能力等, 有的探测器只能对某些类型的核辐射灵敏, 而对其它就不灵敏, 有的随入射粒子类型不同, 给出的信号特性也不同。到目前为止, 还没有一种探测器可以同时兼备各方面的优点, 必须根据物理要求, 作出尽可能合理的选择。例如: 如需较高分辨率的能谱仪, 则选用半导体探测器, 配用线性好、分辨

性能好的电子学系统；如作为时间谱仪，则选用闪烁探测器，配以快电子学线路和系统；而一般性使用时，宜选用性能适中，价格适宜的气体探测器，与通用的电子学单元相配合。为了适应各类要求，便于使用，出现了各类配套的电子学电路。下面将首先讨论与核探测器紧连的输出电路。

四、核辐射探测器的输出电路

前面已经指出，核辐射探测器可以看成为一个电流信号源 $i(t)$ ，在作时间测量时，（或空间分布测量时），由于要求保持时间信息，可以直接利用这种电流源的时间特性。在作能谱分析时，因为与能量成正比的量是探测器收集的电荷或电荷在电容上的积分电压，所以要求探测器输出电荷或电压信号。如果既要作时间测量，又要作能量测量，则应要求探测器既输出电流信号又输出电荷（或电压）信号。如何使探测器输出为电流信号或是电荷信号、电压信号，就要取决于核辐射探测器相连的输出电路。输出电路通常包括探测器本身的输出部份电路以及和探测器相连的放大器输入电路，几种主要探测器的输出电路将分别介绍如下。

1. 脉冲电离室

图1.1.6(a)和(b)为脉冲电离室两种常见接法，(b)接法常见于外壳为高压的圆柱形电离室。把探测器看成电流源 $i(t)$ ，作出它的等效电路，如图(c)所示，进一步简化，可画成

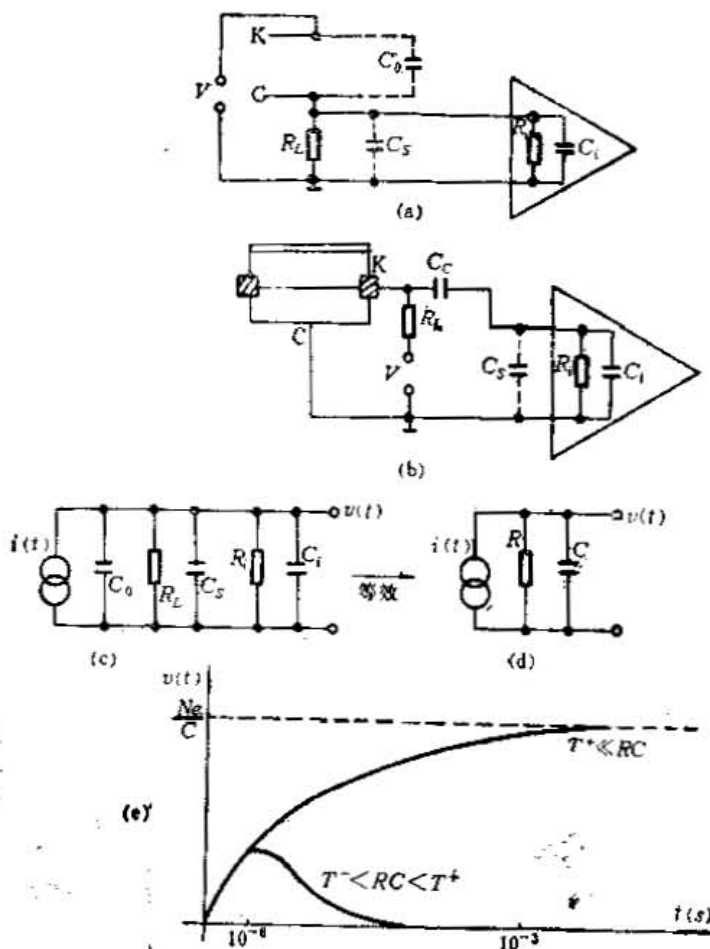


图1.1.6 脉冲电离室输出等效电路及波形

如图(d)的形式。其中, R_i 和 C_i 为放大器输入电阻和输入电容, C_s 为分布电容, C_0 为电离室的电容, R_L 为负载电阻, 有 $R = R_L // R_i$, $C = C_0 + C_s + C_i$ 。设离子收集时间为 T^+ (约为 10^{-3} 秒), 电子收集时间为 T^- (约为 10^{-6} 秒), 当 $RC > T^+$ 时, 输出电压可达峰值 $V_m = Ne/c \propto E$, 故可用于能量的测量, 常称为离子脉冲电离室。而若 $T^+ > RC > T^-$, 输出波形不能达到 V_m 而早开始下降, 输出电压大小与入射粒子位置有关, 这时不能作能量测量, 只能用作计数, 但计数率可较高 (称为电子脉冲电离室)。由于输出电路 RC 取值不同, 而成为性能、用途不同的电离室。二种输出波形如图(e)所示。

2. 半导体探测器

金硅面垒型半导体探测器的输出电路如图1.1.7(a)所示, 设 R_d 为灵敏区电阻, R' 与 C' 为非灵敏区电阻和电容, 画出其等效电路如图(b), 当 R_d 、 C_0 、 R' 与 C' 被忽略时, 则可简化成如图(c)的等效电路。其中, R 为 R_d 与 R_i 的并联电阻, C 为 C_0 、 C_s 和 C_i 的并联电容。这种输出形式与电离室类似, 但此时因载流子比离子收集快得多, 只要该电路 RC 乘积比载流子收集时间大时, 输出即可达 Ne/C , 即与入射粒子能量成正比, 所以比电离室计数率高。

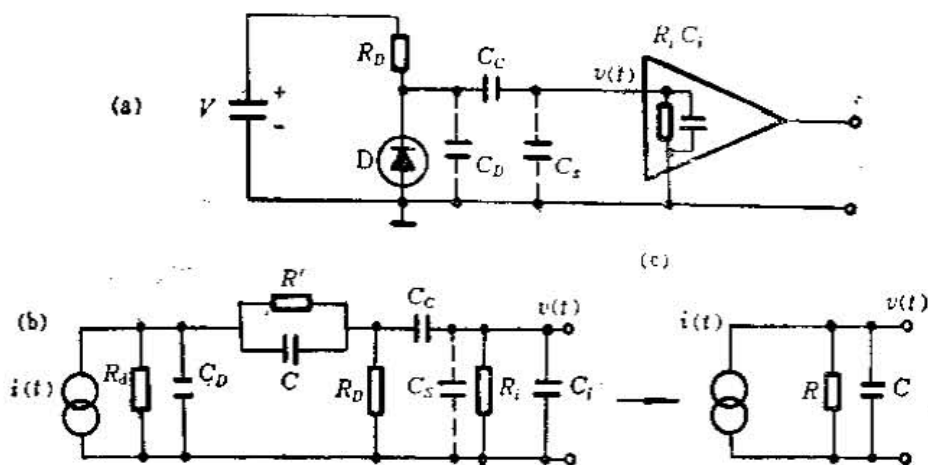


图1.1.7 半导体探测器输出等效电路

3. 闪烁探测器

闪烁探测器的输出电路如图1.1.8(a), R_a 为阳极负载电阻、 C_0 为阳极输出电容、 C_s 为分布电容、 R_i 和 C_i 为下一级放大器的输入电阻和电容。如忽略 C_0 的影响, 可画出等效电路如图(b), 其中 $R = R_a // R_i$, $C = C_s + C_i$ 。

闪烁探测器的阳极输出电流为 $i_a(t) = \frac{Q}{\tau_0} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_0}}$, 则从图1.1.8(b)可算出输出电压

$$V_a(t) = \frac{Q}{C} \cdot \frac{RC}{\tau_0 - RC} \cdot (e^{-\frac{t}{\tau_0}} - e^{-\frac{t}{RC}}) \quad (1.1.10)$$

可以求出, 当 $t_m = \left(RC / \frac{RC}{\tau_0} - 1 \right) \cdot \ln RC / \tau_0$ 时, V_a 为最大值 V_{am}

$$V_{am} = \frac{Q}{C} \cdot \left(\frac{RC}{\tau_0} \right)^{\frac{1}{1 - \frac{RC}{\tau_0}}} \quad (1.1.11)$$

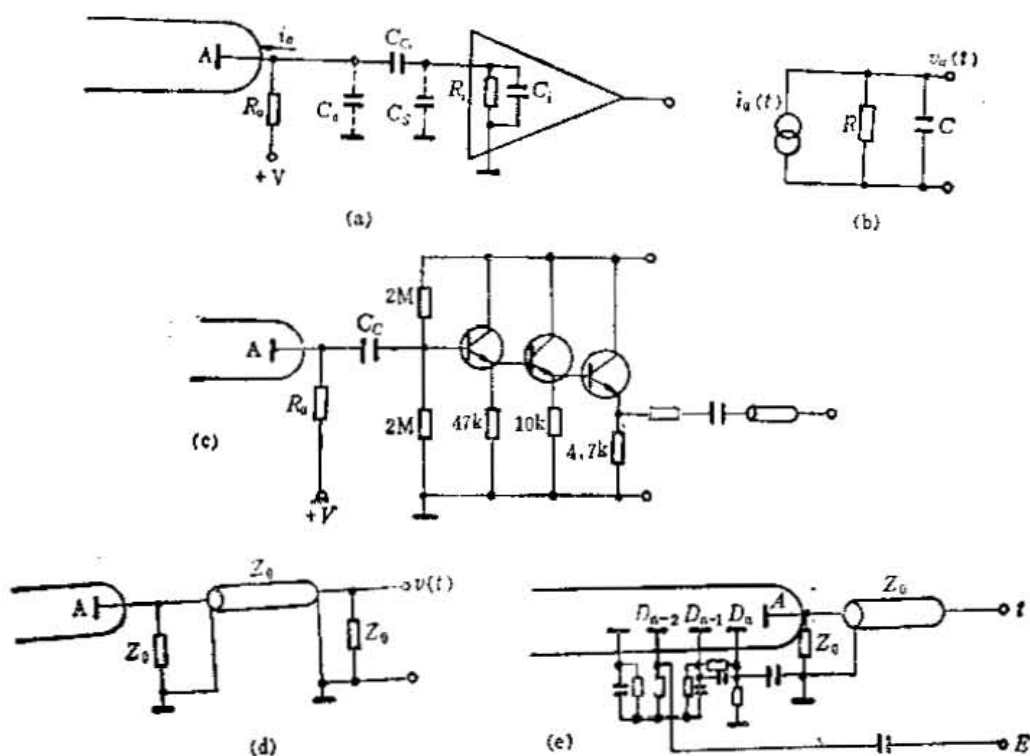


图1.1.8 闪烁探测器的输出方式和等效电路

(1.1.11) 式表示了输出电压幅度值与 Q 成正比, 亦与入射粒子能量成正比, 因此可用以测量能量。可以增大阳极电阻 R_0 来使输出脉冲幅度增大, 但 R_0 增大, 脉冲后沿也随之拉长, 会使计数率降低。对于NaI(Tl)晶体的闪烁探测器, 常取 R_0 为 $10^4 \sim 10^5 \Omega$ 。由(1.1.11)式可看出: 为使输出电压幅度尽量大, 要求下级前置放大器的输入电阻 R_i 要尽量大, 输入电容 C_i 要尽量小, 当然也要求分布电容 C_d 尽量小。这样, 最适合这种要求的就是射极输出器, 闪烁计数器通常和射极输出器相连接, 如图(c)所示。

闪烁探测器作时间信息测量时, 输出脉冲形状应尽可能接近光脉冲形状, 这时往往需要通过信号电缆取出信号, 见图(d)。阳极电阻 R_0 一般取 $50 \sim 100 \Omega$, 以与信号电缆的特性阻抗相匹配, 如希望同时要取时间与能量信息时, 则常从光电倍增管阳极A输出时间信号, 从前级打拿极 D_{n-2} 取出相应的能量信号, 如图(e)所示。

五、核辐射探测器输出信号的数学模拟

综上所述, 各类核辐射探测器通过后接输出电路, 将被测量的核辐射信息, 转换成具有一定特性形状的波形。当信号延迟时间与输出电路时间常数相比小得多时, 可以认为核辐射探测器信号主要以脉冲形式出现, 探测到的单个或一群粒子转化成单个或一系列的电脉冲, 而且, 当电荷收集时间较短时, 可认为是一种持续时间极短的电冲击脉冲。如果在 t 到 $t + \Delta\tau$ 时间内总收集电荷量为 Q , 则单个电冲击脉冲可以表示为

$$i(t) = \lim_{\Delta\tau \rightarrow 0} Q/\Delta\tau \quad (1.1.12)$$

探测器等效电路及输出信号如图1.1.9所示。电流脉冲所包的总面积就是总收集电荷量 Q 。

在数学上，引入单位冲击函数：

$$\delta(t-t_0) = \begin{cases} \lim_{\Delta\tau \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta\tau} & t_0 \leq t \leq t_0 + \Delta\tau \\ 0 & t < t_0 \\ & t > t_0 + \Delta\tau \end{cases}$$

则电流冲击脉冲可用冲击函数来模拟

$$i(t) = Q \cdot \delta(t-t_0) \quad (1.1.13)$$

它表示电荷量为 Q ，出现时间为 t_0 的电流脉冲。实际上核探测器测量的不是一个而是一大群粒子。由于核辐射的随机性，表现于信号出现的时间和幅度的大小都是随机的，即转化后的电信号可以是时间间隔上任意分布，幅度大小上统计涨落的随机脉冲。这样，大量随机分布的冲击序列，可用数学式表示为：

$$I(t) = \sum_i i_i(t) = \sum_i Q_i \cdot \delta(t-t_i) \quad (1.1.14)$$

其中 Q_i 代表在 t_i 时刻发生的第 i 个冲击电荷量，这里 Q_i 和 t_i 都是随机分布的，如图1.1.10所示。

核信号的统计性决定了处理问题的特殊性。上述表达式作为核电子学电路的输入信号，它为后级电路对信号的处理和研究提供了数学模拟。

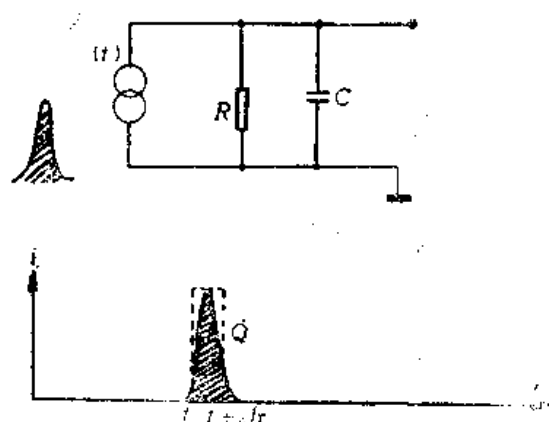


图1.1.9 核探测器等效电路及输出信号

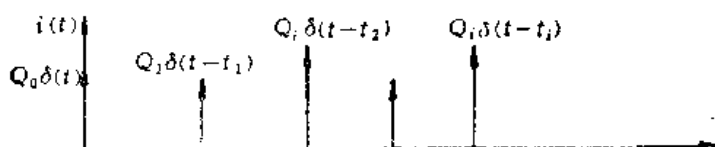


图1.1.10 冲击函数和冲击脉冲序列

§ 2 核电子学中的噪声

一、噪声对核测量的影响

当实际获取核辐射探测器输出的能量或时间信息时，不可避免地会遇到探测器和电子器件本身所固有的噪声。这种噪声叠加，混杂到信号上，将使核辐射测量系统的能量或时间分辨能力受到影响，甚至于某些有用的微弱信号会被噪声所“淹没”。所以，要精确分析核探测器信号时，噪声是提高测量精度的严重障碍。

噪声与“干扰”不同，我们通常所称的“干扰”，主要是指空间电磁波感应，工频（50周）交流电网的干扰，以及电源纹波干扰等外界因素。这些干扰对测量的影响，可在电路和工艺上设法予以减小或消除。例如采用电或磁的屏蔽措施、电源隔离、外壳接地等方法。在电路上，常采用各种滤波电路（如高通滤波、低通滤波，谐振滤波等）和稳压措施等。所以，有时虽然外部干扰不小，但总是能够设法改善，以使它对测量的影响可以忽略。

噪声则是由所采用的原器件本身产生的,原则上可以设法减小但无法完全消除。因此,它是影响测量精度的主要因素。例如,当一个核探测器与放大器相连时,即使没有任何核辐射源,但在放大器的输出端,仍能测量到在平均值上下起伏波动的随机涨落电压。实际上,这就是噪声。噪声(电流式电压)属于随机过程,它随时间的变化是杂乱无章的,但它服从一定的统计规律。

通常,噪声电流式电压的时间平均值等于零。但是,只要有噪声存在,其平均功率肯定不为零。所以,采用均方值作为噪声大小的衡量尺度,即噪声电压的平方值按时间求平均,可得出均方值 $\overline{V_n^2}$

$$\overline{V_n^2} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T V_n^2(t) dt \quad (1.2.1)$$

由于噪声电压是随机地重迭在信号电压上,它会使原来代表单一能量的信号幅度,在平均值上下作统计起伏。所以噪声对测量精度的影响,常用信号幅度和噪声均方根值的相对比值 η 来表示,简称为信噪比。

考虑如图1.2.1所示的一个常见的探测器-放大器测量系统如下:

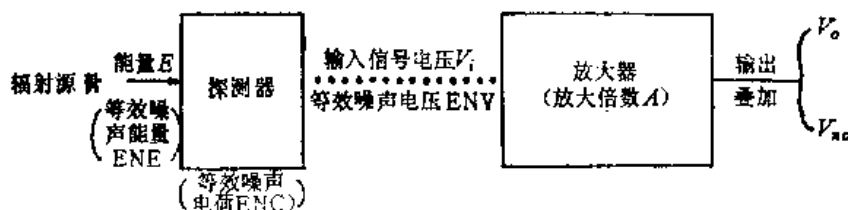


图1.2.1 探测器-放大器系统中的信号和噪声

在测量系统输出端分别测得电压为信号幅度 V_o 和噪声均方根值 V_{no} , 输出信噪比表示为: $\eta = V_o / V_{no}$, 考虑到系统的输出电压实质上反映了输入端所测的物理量, 所以一般噪声的衡量也应由输出端折算到输入端, 便于与在输入端所测的物理量作比较。设放大器放大倍数为 A , 输入信号可表为 $V_i = V_o / A$, 则等效到输入端的等效噪声电压 (ENV)

$$(ENV) = \frac{V_{no}}{A} = \frac{V_{no}}{\left(\frac{V_o}{V_i}\right)} = \frac{V_i}{\eta} \quad (1.2.2)$$

为了判断核谱测量系统对电荷量、能量的分辨程度, 也可将系统的输出端噪声, 折算到输入端, 给出噪声所对应的等效噪声电荷或等效噪声能量。

探测器作为电流源时: $i(t) = Q \cdot \delta(t)$, 其中 Q 为总收集电荷量。如果后面接电荷灵敏前置放大器, 设输入一定电荷 Q 时, 输出电压幅度 V_o , 变换增益为 A_{cq} , 则放大器输出端的输出电压幅度 $V_o = Q \times A_{cq}$, 得出输出端的信噪比为

$$\eta = \frac{V_o}{V_{no}} = \frac{Q A_{cq}}{V_{no}} \quad (1.2.3)$$

等效噪声电荷 (ENC), 就是输出噪声电压 V_{no} 等效地折合为输入电荷量, 即

$$(ENC) = \frac{V_{no}}{A_{cq}} = \frac{Q V_{no}}{V_o} = \frac{Q}{\eta} \quad (1.2.4)$$

由于单位电荷为 e , 可以算出输入端等效的电子-离子对数, 称之为等效噪声电荷数

(ENN)，即有

$$(\text{ENN}) = \frac{(\text{ENC})}{e}$$

再进一步，就可折合为等效噪声能量 (ENE)，它应等于等效噪声电荷数，乘以平均电离能 $\bar{w}$ ，即

$$(\text{ENE}) = (\text{ENN}) \cdot \bar{w} = \frac{Q}{e} \cdot \frac{V_{\text{po}}}{V_0} \cdot \bar{w} \quad (1.2.5)$$

(ENE) 表示与噪声相当的等效射线能量，由于该等效噪声能量叠加在被测能谱上，所测的单一能量的谱线展宽成高斯型曲线，尤其在低能 X 射线测量中会严重影响系统的能量分辨率，由噪声造成的半高全宽 (能量的噪声线宽) 可表为

$$(\text{FWHM})_{\text{NE}} = 2.36 (\text{ENE}) \quad (1.2.6)$$

如果探测器固有的能量分辨半高全宽为 $(\text{FWHM})_{\text{DE}}$ ，则由于噪声的叠加，系统的能量分辨性能变坏，总半高全宽 $(\text{FWHM})_{\text{E}}$ 表达为

$$(\text{FWHM})_{\text{E}} = \sqrt{(\text{FWHM})_{\text{NE}}^2 + (\text{FWHM})_{\text{DE}}^2} \quad (1.2.7)$$

以后还会讲到，在高计数率时，还有其它因素影响总分辨率，而在低计数率时，噪声是低能端影响分辨率起主要作用的因素。在第五章，时间分析中也将看到，噪声起伏对时间信号的分辨也会产生不利的影响。

二、噪声的分类和噪声源

核电子学中主要的噪声有三类：散粒噪声（如探测器漏电流的噪声，场效应管栅极漏电流的噪声），热噪声（如场效应管的沟道热噪声，电阻原件的热噪声）和低频噪声（如场效应管闪烁噪声），特别是前二类，对幅度分析和时间测量影响较大。

1. 散粒噪声

在电子器件或半导体探测器中，由于载流子产生和消失的随机涨落，形成通过器件的电流的瞬时波动，或输出电压的波动，这叫散粒噪声。实际上，核辐射探测器电流 I 本身由大量载流子组成（如自由电子或电子-空穴对），电流 $I(t)$ 是围绕平均值 $\bar{I}$ 作上、下涨落的量，其平均值 $\bar{I} = \bar{n} \cdot e$ ， $\bar{n}$ 为每秒平均载流子数， e 为单个载流子的电荷量。这样，可把电流脉冲 $i(t)$ 看成许多个时间上随机分布的脉冲组成，即 $i(t) = \sum_k e \cdot \delta(t - t_k)$ ，如图 1.2.2 所示。

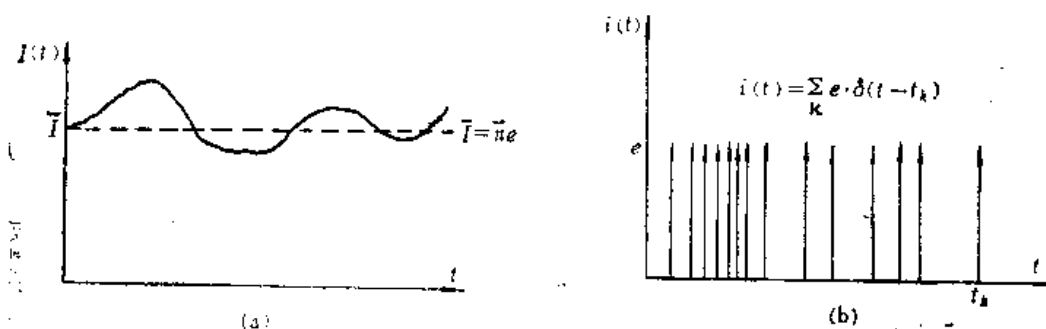


图 1.2.2 散粒噪声——电流的随机涨落

从频域分析可以推出：在任一段频段 df 内，这种散粒噪声电流的均方值为

$$\overline{di^2} = 2\bar{I} \cdot e \cdot df \quad (1.2.8)$$

上式表明：如电流平均值 $\bar{I}$ 愈大，后级放大器频带愈宽，则散粒噪声相应也愈大。

具体来说，在半导体探测器中，由于少数载流子向结区扩散，或结区内由热激发产生的电子-空穴对的扩散会造成反向电流的涨落，设反向电流为 $\bar{I}_D$ ，则由于它的随机涨落所产生的探测器散粒噪声 $\overline{di_D^2}$ 可表为

$$\overline{di_D^2} = 2\bar{I}_D \cdot e \cdot df \quad (1.2.9)$$

因为温度升高， $\bar{I}_D$ 增加，噪声也相应增大，为减少 $\bar{I}_D$ ，常使半导体探测器在低温，高真空条件下运行。例如，常温下，结型探测器反向电流约为 10^{-6} A，而在低温工作的Ge (Li) 探测器，可使反向电流 I_D 降为 10^{-9} — 10^{-12} A。

在放大器中，前置放大器的第一级器件对噪声的影响较大，常选用噪声较小的结型场效应管（它比双极型晶体管噪声小得多）。由场效应管耗尽区内电子或空穴的运动，以及栅极表面和栅极绝缘材料的漏电，造成栅极漏电流 I_g ，该电流的涨落也会造成噪声，这也是一种散粒噪声，它表示为

$$\overline{di^2 I_g} = 2I_g \cdot e \cdot df \quad (1.2.10)$$

如栅流 I_g 愈小，噪声也相应减小，要选用 I_g 小的场效应管；若在低温使用，也可减小 I_g 。

2. 热噪声

这一类噪声是由导体或电阻中载流子的热运动，使电路中的电流产生涨落所造成，它与电路的外加电压和平均电流无关。主要与温度有关，称之为热噪声。

设想在导体中，由于电子的热运动，使之与周围正离子不断发生碰撞，碰撞是随机的，其平均电流为零，但从瞬间来看，它的起伏、涨落就造成了热噪声电流，如图1.2.3(a)所示。

常温下，平均每秒碰撞次数约为 10^{14} 次/秒，每碰撞一次，其速度和方向都会发生跳变。这样，实质上可以把它看成大量的在幅度和时间上都是随机分布的双向电流冲击脉冲，如图1.2.3(b)所示。

可以证明：在任一频段 df 内，这种热噪声电流的均方值，可以表示为

$$\overline{di^2} = 4kT/R \cdot df \quad (1.2.11)$$

其中， k 为玻耳兹曼常数， T 为绝对温度， R 为导体（原件或器件）相应的阻值。

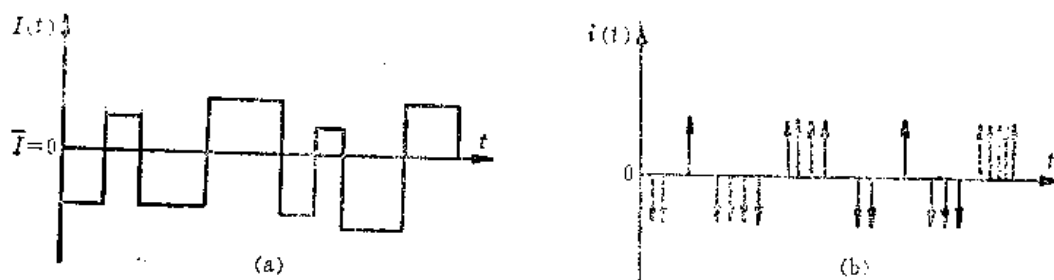


图1.2.3 载流子的热运动所产生的热噪声

热噪声不仅存在于电阻元件中（而且阻值愈小，噪声电流愈大）。同样，也存在于场效应管导电沟道中。

如图 1.2.4 所示，在场效应管 (a) 中，多数载流子在导电沟道中作热运动，它所产生的沟道热噪声，可用相应的等效电路 (b) 来表示，折合为任一频段 df 中，沟道热噪声所等效的串联在栅极回路的噪声电压均方值，可表示为

$$\overline{dV_T^2} = \frac{8}{3} \cdot \frac{kT}{g_m} \cdot df \quad (1.2.12)$$

其中， k 为玻耳兹曼常数， T 为绝对温度， $8/3$ 为修正系数， g_m 为场效应管跨导，

$$(g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}})$$

可见，跨导 g_m 越大，温度 T 越低，沟道热噪声越小。

需要说明的是，对电容来说，理论上 R 为无穷大，热噪声为零。但实际上，由于电介质有损耗，其相应的电阻分量也会产生热噪声，所以在低噪声放大器中，应注意选用介质损耗小的优质电容器。

3. 低频噪声

在合成炭质电阻和晶体管，场效应管中，还存在一种随频率降低而增大的低频噪声，它的噪声电压均方值常表示为

$$\overline{dv_f^2} = \frac{A_f}{f} \cdot df \quad (1.2.13)$$

其中， A_f 为系数， f 代表频率。

根据这种噪声与频率成反比的特性，可以采用提高放大器通频带下限的方法，来抑制低频 ($1/f$) 噪声。

场效应管也有低频噪声（有时也称闪烁噪声），它和材料的表面特性以及沟道中空间电荷区的陷阱等因素有关，可用等效电路（见图 1.2.5）表示，折合为等效的栅极噪声电压，其均方值 $\overline{dv_f^2}$ 为

$$\overline{dV_f^2} = \frac{A_{fT}}{f} \cdot df \quad (1.2.14)$$

其中 A_{fT} 为场效应管有关的系数。当选用性能优良的场效应管时，由于提高了材料纯度，改善了表面处理，使得 A_{fT} 值较小，此时，低频噪声可忽略。

对电阻来说，薄膜电阻和线绕电阻的低频噪声比合成电阻小得多，在选用元件时，应予以注意。

除了上述三类噪声外，由于系统安装位置的机械振动或冲击，也会造成一种颤噪声，故需尽量减少测量现场的振动和冲击。

上述各类噪声都同时叠加，混杂到被分析测量的核信号上，这些将在分析前置放大器时进一步加以处理。

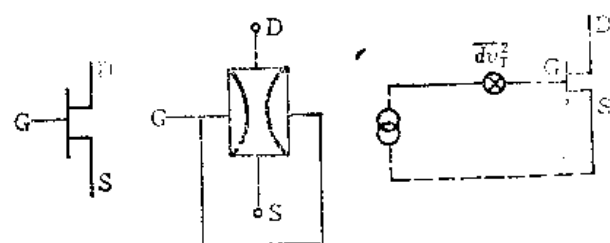


图 1.2.4 场效应管沟道热噪声等效电路

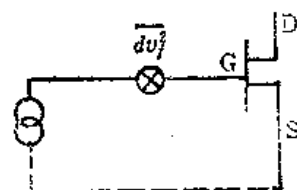


图 1.2.5 场效应管低频噪声的等效电路

§ 3 核电子学中的信号与噪声分析基础

一、时域和频域分析

核辐射探测器的输出信号要经过电子学系统进行处理,才能得到所需要的信息,给出相应的结果。包含一定数量的电子原器件,按某种方式连接起来的集合体,称之为网络(或电路、系统等)。通常,由线性原件组成的网络就是线性网络。描述线性网络的方程是线性微分方程,而非线性原件(如二极管、磁原件等)组成非线性网络时,其方程一般要用数学分析方法处理。

一个单位冲击信号 $\delta(t)$ 加到一个线性网络上,所得到的输出信号为 $h(t)$,称为该网络的冲击响应, $h(t)$ 表示了该网络在时域中的特性,见图1.3.1。

在频域中,通常采用傅里叶变换,得到 $\delta(t) \rightleftharpoons 1$,即 $\delta(\omega) = 1$ 为输入信号 $\delta(t)$ 的频谱,类似地, $h(t) \rightleftharpoons H(\omega)$,输出信号 $h(t)$ 的频谱为 $H(\omega)$, $H(\omega)$ 表示了网络对不同频率分量的响应特性,称为频率响应。 $H(\omega) = |H(\omega)| e^{j\theta(\omega)}$ 。 $|H(\omega)|$ 就是各频率分量通过系统后的振幅传输系数称为振幅频谱。 $\theta(\omega)$ 是其相位变化称为相位频谱。显然,频率响应 $H(\omega)$ 和冲击响应 $h(t)$ 分别从频域和时域上反映了网络的特性,它们组成了傅里叶变换对,即

$$h(t) \rightleftharpoons H(\omega)$$

如从复频域考虑,也可采用拉普拉斯变换

$$h(t) \rightleftharpoons H(S)$$

式中, $S = \sigma + j\omega$

常称 $H(S)$ 为线性网络的传输函数(也有称为传递函数、转移函数等), $H(S)$ 可以是阻抗形式(如相对于衰减器),也可以是导纳或纯比值(或放大倍数)。需要提出的是:对应于 $h(t)$ 的网络并不是唯一的,即相同的传输函数 $H(S)$ 可由不同的网络来实现。

下面来讨论一般情况,当输入信号为任意函数 $f(t)$ 时,通过冲击响应为 $h(t)$ 的线性网络。设输出信号为 $g(t)$,它们相应的拉氏变换为

$$f(t) \rightleftharpoons F(S)$$

$$h(t) \rightleftharpoons H(S)$$

$$g(t) \rightleftharpoons G(S)$$

由于 $h(t)$ 是输入 $\delta(t)$ 时的输出信号,

且 $\delta(t) \rightleftharpoons 1$,即 $H(S)$ 是输入频谱为1,

相位为零时该网络的输出,即输出为 $1 \cdot H(S) = H(S)$,由此可推得,当输入信号 $f(t) \rightleftharpoons F(S)$ 时,网络传输函数为 $H(S)$ 时该输出信号的拉氏变换 $G(S)$ 应为

$$G(S) = F(S) \cdot H(S) \quad (1.3.1)$$

上式的推导可以作严格的数学证明,由时间卷积定理,则可得到

$$g(t) = f(t) * h(t) \quad (1.3.2)$$

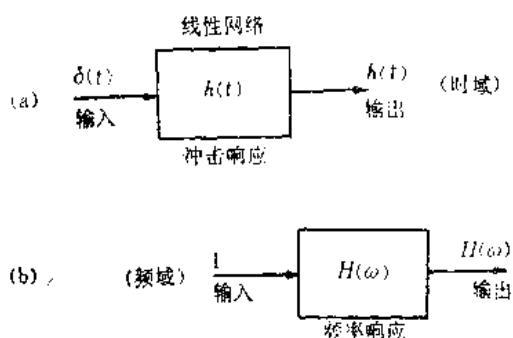


图1.3.1 核脉冲通过线性网络

因此，对任意输入信号 $f(t)$ ，其输出信号在时域中为输入信号与网络冲击响应的卷积积分，而在频域中，输出信号的频谱为输入信号频谱与网络频率响应的乘积。显然，在时域中的积分运算在频域中变成了代数运算，可使电路分析的计算变得简化。所以，这种时域和频域的变换（傅氏变换）或时域和复频域的变换（拉氏变换）是电路分析中经常采用的数学方法。

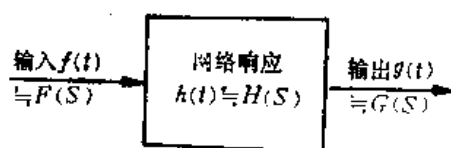


图1.3.2 任意信号通过线性网络

对于多级串联网络，如 $h_1(t) \rightleftharpoons H_1(\omega)$ ， $h_2(t) \rightleftharpoons H_2(\omega)$ ， $h_3(t) \rightleftharpoons H_3(\omega)$ ，则总的网络响应为：

$$h(t) = h_1(t) * h_2(t) * h_3(t) \quad (1.3.3)$$

$$H(\omega) = H_1(\omega) \cdot H_2(\omega) \cdot H_3(\omega)$$

$$\text{式 } H(S) = H_1(S) \cdot H_2(S) \cdot H_3(S) \quad (1.3.4)$$

为了对傅氏变换和拉氏变换用于电路分析的过程作一简明小结，下面用图表方法予以概括说明，并列出核电子学中常用脉冲信号的傅氏变换和拉氏变换（见表1.5）。

表1.5 常用脉冲信号的傅氏变换和拉氏变换

信号名称	信号波形	傅氏变换 $F(j\omega)$	拉氏变换 $F(S)$
单位阶跃脉冲		$\frac{1}{j\omega}$	$\frac{1}{S}$
冲击脉冲		1	1
单位矩形脉冲		$\frac{1 - e^{-j\omega T}}{j\omega}$	$\frac{1 - e^{-ST}}{S}$
单位指数下降脉冲		$\frac{1}{j\omega + a}$	$\frac{1}{S + a}$
单位指数上升脉冲		$\frac{a}{j\omega + a}$	$\frac{1}{S + a}$

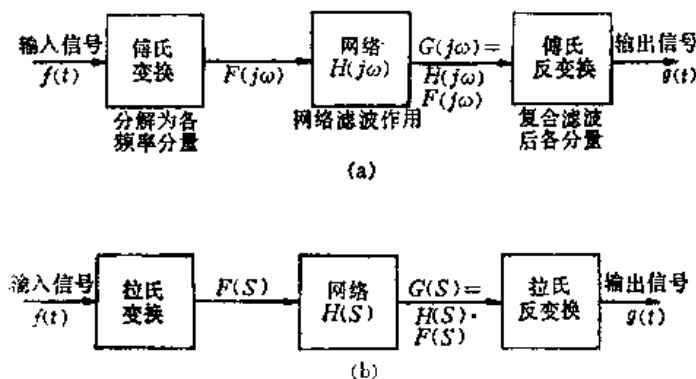


图1.3.3 傅氏变换与拉氏变换的应用过程

二、核电子学中常见的基本电路分析

下面把傅氏变换与拉氏变换应用于核电子学常用的基本网络作出相应的分析

1. 探测器的输出电路

图1.3.4 给出探测器输出等效电路。

设电容 C 上原来无电荷积累，当探测器产生电流信号 $i(t) = \delta(t)$ 时，很快对电容 C 充满电荷，电荷量 $Q = \int_{-\infty}^{\infty} i(t) dt = 1$ 产生输出电压幅值 $v(t) = \frac{Q}{C} = \frac{1}{C}$ 。由于 R 的存

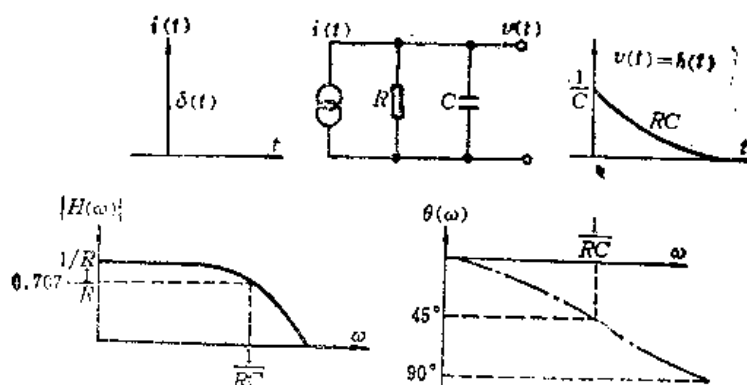


图1.3.4 探测器输出电路的冲击响应和频率响应

在，电容 C 上的电荷要通过电阻 R 放电，按指数下降直到放完为零。因这是相应于输入为冲击信号，故输出电压即为冲击响应，可表示为

$$V(t) = h(t) = \frac{1}{C} e^{-\frac{t}{RC}} \cdot 1(t) \quad (1.3.5)$$

相应可以得出该电路的频率响应 $H(\omega)$ ，可表为

$$H(\omega) = R / 1 + j\omega RC \quad (1.3.6)$$

$$\text{或分解为: } |H(\omega)| = \frac{R}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} \quad (1.3.7)$$

$$\theta(\omega) = -\tan^{-1}(\omega RC) \quad (1.3.8)$$

其振幅频谱 $|H(\omega)|$ 和相位角 $\theta(\omega)$ ，如图1.3.4所示。

从波形图可见，该输出电压按 RC 时间常数作指数下降。如 RC 愈小，则下降愈快，因输出最大值为 $\frac{1}{C}$ ，若 C 愈小，则输出电压愈大。从频谱分析来看，其高频半功率点 $\omega_H = 1/RC$ 时，其振幅下降为0.707，若 RC 愈小， ω_H 愈大，当 $RC \rightarrow 0$ 时， $\omega_H \rightarrow \infty$ ，即电路的频带趋于无穷大。可见对快时间信号， RC 应取得较小。反之，当 $RC \rightarrow \infty$ 时， $\omega_H \rightarrow 0$ ，即只能让直流信号通过。这样，对探测器输出电路的参数 R 与 C 的选取，应与探测器输出信号的具体应用要求相适应。

2. RC 积分电路（低通滤波器）

它是由电阻、电容串联，并在电容 C 上输出的电路，如图1.3.5所示，当输入电压信号为单位冲击 $\delta(t)$ ，则输出信号为冲击响应 $h(t)$ ，如把这种电路画成等效电流源的形式，则完全类似于图1.3.4中 RC 并联的电路。

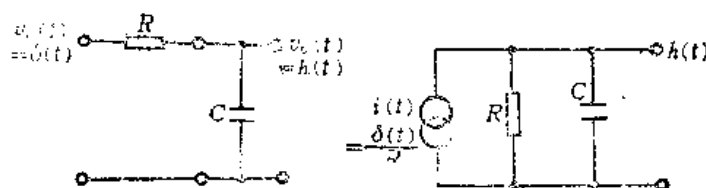


图1.3.5 RC 积分电路及其等效电路

此时输入信号等效为电流冲击 $i(t)$ ， $i(t) = \delta(t) / R$ ，其冲击响应和频率响应表示为

$$h(t) = \frac{1}{RC} \cdot e^{-\frac{t}{RC}} \cdot 1(t) \quad (1.3.9)$$

$$H(\omega) = \frac{1}{1 + j\omega RC} \quad (1.3.10)$$

$$\text{或分解为: } |H(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} \quad (1.3.11)$$

$$\theta(\omega) = -\text{tg}^{-1}(\omega RC) \quad (1.3.12)$$

画出冲击响应和频率响应的图形与图(1.3.4)类同。

从频率特性看: 高频半功率点 $\omega_H = \frac{1}{RC}$, 即 $f_H = \frac{\omega_H}{2\pi} = \frac{1}{2\pi RC}$ 时, 振幅下降为 0.707。

若 RC 小, f_H 大, 表示电路频带宽, 而 RC 大时, f_H 小, 则频带窄, 但不管 RC 大小如何, 低频部份却完全能通过。所以, 在滤波电路中, 称它为低通滤波器。如在整流电路后的滤波器就是起滤掉交流纹波而只让直流通。在脉冲响应的瞬态分析中, 为积分电路时间常数 $RC \ll t_s$ (输入脉冲宽度) 时, 表示电路频带宽而脉冲频带窄, 所以输入脉冲可以无畸变地通过, 输出脉冲形状近似不变; 而当 $RC \gg t_s$ 时, 这时脉冲频带宽而电路频带窄。高频部分滤掉很多, 脉冲会严重畸变, 输出脉冲波形相当于输入的积分。

3. CR 微分电路 (高通滤波器)

这是一种电容电阻串联, 并在电阻 R 上输出的电路, 如图 1.3.6 所示。当输入单位冲击信号 $\delta(t)$ 时, 可求出其冲击响应

$$h(t) = \delta(t) - \frac{1}{RC} e^{-\frac{t}{RC}} \cdot 1(t) \quad (1.3.13)$$

而相应的频率响应为

$$H(\omega) = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC} \quad (1.3.14)$$

$$|H(\omega)| = \frac{\omega RC}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} \quad (1.3.15)$$

$$\theta(\omega) = \text{tg}^{-1} \frac{1}{\omega RC} \quad (1.3.16)$$

如图 1.3.6 所示, CR 电路的低半功率点为

$$f_L = \frac{1}{2\pi RC}$$

若 RC 愈大, 则 f_L 愈低, 表示电路的频带愈宽。该电路可通过高频分量, 但低频受 f_L 限制, 直流则完全不能通过, 所以把这种电路称为高通滤波器。在脉冲响应的瞬态分析中, CR 微分电路的时间常数 $RC \gg t_s$ 时, 由于 RC 大, f_L 低, 电路频带宽于信号的频宽, 则信号可无畸变地通过; 而当 $RC \ll t_s$ 时, 由于 RC

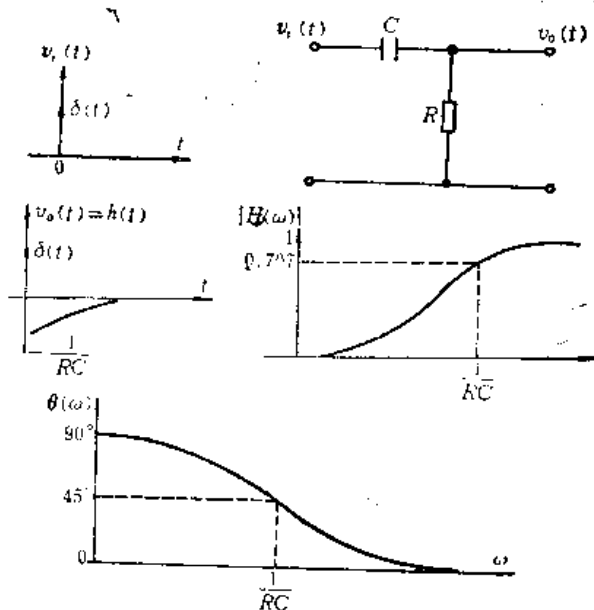


图 1.3.6 CR 微分电路的冲击响应与频率响应

小, f_L 大, 相当于电路频带窄, 而信号频带宽, 信号的 低频成分被滤掉, 信号严重畸变, 输出脉冲波形相当于输入的微分。

4. 短路延迟线:

假设延迟线特性阻抗为 Z_0 , 单程延迟时间为 $\tau_d/2$, 对短路延迟线成形电路来说, 在始端匹配 ($R=Z_0$), 终端短路 (接地) 时, 若输入电压冲击 $\delta(t)$, 则可得到从延迟线始端引出的输出电压 $v(t)$, 也就是它的冲击响应 $h(t)$, 它是由输入信号与反射信号两部分组成

$$h(t) = -\frac{1}{2} \delta(t) - \frac{1}{2} \delta(t - \tau_d) \quad (1.3.17)$$

而频率响应为

$$H(\omega) = -\frac{1}{2} (1 - e^{-j\omega\tau_d}) \quad (1.3.18)$$

$$|H(\omega)| = \left| \sin \frac{\omega\tau_d}{2} \right| \quad (1.3.19)$$

如图 1.3.7 所示, 短路延迟的高频响应为无穷, 而低频响应则有一定限制, 它的主要性能和微分电路相似。

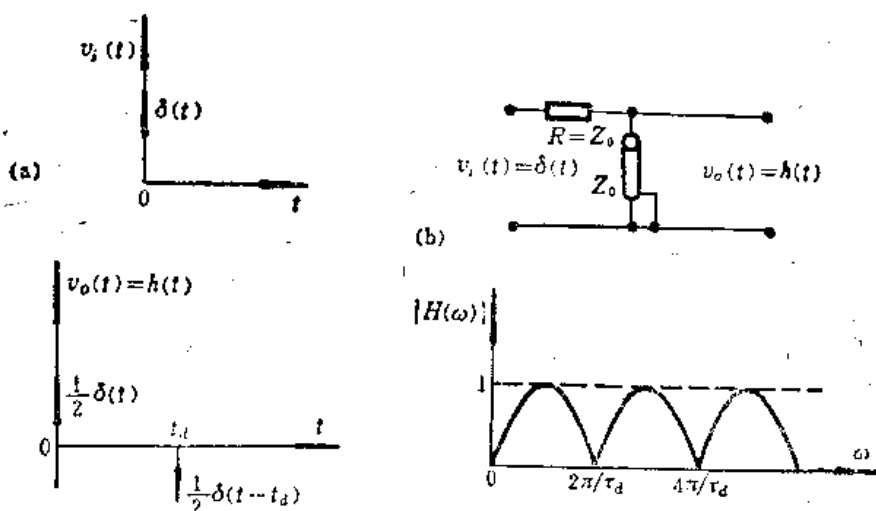


图 1.3.7 短路延迟线电路的冲击响应与频率响应

三、核随机信号通过线性网络

1. 核电子学中的随机信号及其表现形式

在核电子学中有两类随机信号, 即核辐射信号与噪声信号, 它与“确定信号”不同, 对确定信号 $f(t)$, 由某一时刻 t_1 就能知道该信号的确定大小 $f(t_1)$, 它可用明确的数学关系式来描述。如图 1.3.8 (a) (b), 给出的正弦波信号, 或周期性矩形脉冲信号。但由探测器输出的核辐射信号或噪声信号如图 (c), (d) 所示, 因为信号的出现时刻和幅度大小都是随机的, 不可能预料某时刻 t_1 时信号的确定大小, 故称为随机信号。这种信号只能用统计方法处理。分别讨论如下:

(1) 核电子学中噪声 (随机) 信号

核电子学中的噪声信号主要是散粒噪声和热噪声, 其概率密度函数 $P(v)$ 作高斯正态分布

$$P(v) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-(v-\bar{v})^2/2\sigma^2} \quad (1.3.20)$$

式中 $\bar{v}$ 是噪声电压的平均值, $\sigma^2 = \overline{(v-\bar{v})^2}$ 是噪声电压的均方偏差。由图 1.3.9 所见, 仅当 $v=\bar{v}$ 时, $p(\bar{v}) = 1/\sqrt{2\pi}\sigma$, 即是概率密度最大, 在此点的两边都对称地按高斯分布减小, 如按时间平均, 噪声电压的平均值和均方值分别为:

$$\bar{v} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} v(t) dt \quad (1.3.21)$$

$$\bar{v}^2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} v^2(t) dt \quad (1.3.22)$$

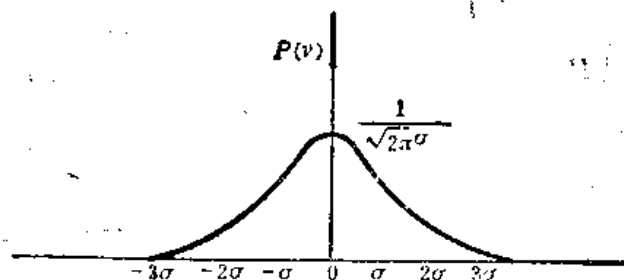


图1.3.9 高斯 (正态) 分布

噪声的平均功率常可用自相关函数或功率谱密度来求得, 自相关函数 $R(\tau, t)$ 定义为

$$R(\tau, t) = \overline{v(t) \cdot v(t+\tau)} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} v(t) \cdot v(t+\tau) dt \quad (1.3.23)$$

它是 t 和 $(t+\tau)$ 两个时刻函数值乘积取平均, 表示随机过程两个瞬时数据之间的相关性。对于象噪声这样的随机过程是各态历经的平稳随机过程, 自相关函数是时间差 τ 的函数, 与时间 t 无关。

$\tau=0$ 时的自相关函数 $R(0)$ 等于噪声电压 (或电流) 的均方值 $\bar{v}^2$, 也就是噪声电压 (或电流) 在 1 欧姆电阻上产生的平均功率 $\bar{P}$ 。

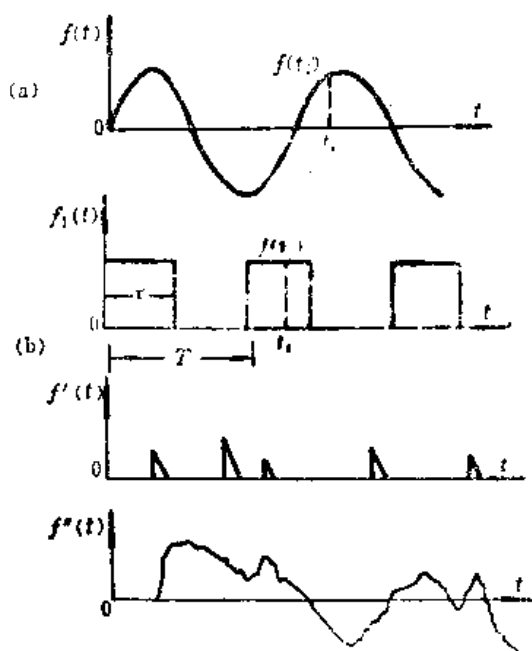


图1.3.8 周期信号与随机信号

而平均功率 $\bar{P}$ 也可由各频率分量功率之和来求得, 即:

$$\bar{P} = \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) df = \int_{-\infty}^{\infty} S(2\pi f) \cdot df. \quad (1.3.24)$$

$S(\omega)$ 称为功率谱密度函数, 单位为 $\{W/Hz\}$, 瓦/赫芝, 应当注意到这是数学频域 $(-\infty < \omega < \infty)$ 内的双边功率谱密度。通常, 我们需要知道在实际频域 $(0 \leq \omega < \infty)$ 内的相对角频率的功率密度函数, 即单边功率密度函数 $S(\omega)$ 。因此噪声电压的平均功率或均方值可表为

$$\bar{P} = \overline{v^2} = \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) df = \int_0^{\infty} S(\omega) d\omega \quad (1.3.25)$$

并且:

$$S(\omega) = \begin{cases} S(\omega)/\pi & 0 \leq \omega < \infty \\ 0 & \omega < 0 \end{cases}$$

$S(\omega)$ 的单位则为 $\{瓦/(弧度/秒)\}$ 。

由于自相关函数表示噪声在时域中的特性, 而功率谱密度表示噪声在频域中的特性, 这两者是等效的。可以证明, 自相关函数 $R(\tau)$ 与功率谱密度函数 $S(2\pi f)$ 是一组傅氏变换对, 即 $R(\tau) \leftrightarrow S(2\pi f)$, 时域和频域一一对应。这与信号的波形分析和频谱分析类似, 不同的只是这里主要研究噪声电压 $v(t)$ 的均方值 $\overline{v^2}$, 而不是平均值, 因为对随机量噪声的平均值 $\bar{v}$ 可以是零, 但这不是说噪声对信号没有影响, 因为 $\overline{v^2}$ 可以很大, 即噪声可以把信号“淹没”。

为了处理方便, 常用一种“白噪声”, 作为一种“理想化”的噪声。白噪声定义为功率谱密度恒是常数的噪声, 即有 $S(\omega) = \alpha$, 其中 α 为常数。白噪声的功率谱 $S(\omega)$ 称为白谱, 可以写出白噪声的自相关函数 $R(\tau)$

$$R(\tau) = \alpha \cdot \delta(\tau)$$

即它是一个 $\tau = 0$ 的冲击函数, 表示各个噪声随机量是独立的, 即不管 τ 的大小如何, 都互不相关, 白噪声的 $S(\omega)$ 和 $R(\tau)$, 作为傅氏变换对, 如图 1.3.10 所示。

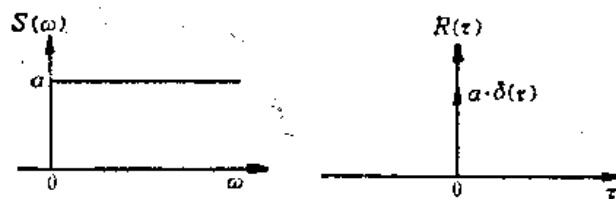


图 1.3.10 白噪声的功率密度与自相关函数

在随机信号分析中, 白噪声的自相关函数是一个理想函数, 其作用类似于阶跃函数与冲击函数, 理论上只要分析白噪声输入一个网络后的变化, 即可得出这个网络的响应特性。在实验上, 如把白噪声输给一个网络, 测量其输出的自相关函数, 就可得到这个网络的随机特性。

需要指出, 白噪声在实际中是不存在的。因为 $S(\omega)$ 为常数则表示噪声功率无穷大, 但在实际有限带宽情况下, 只要该噪声的频带比欲测电路的频带大得多, 即可近似认为是白噪声, 这时, 它的 $S(\omega)$ 和 $R(\tau)$ 如图 1.3.11 所示

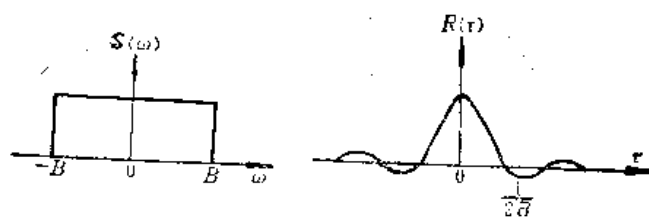


图1.3.11 有限宽度的白噪声谱密度与自相关函数对

(2) 核辐射随机信号

核辐射探测器输出信号在幅度与时间都是随机的，即这种随机信号具有以下几个特点：

- 1) 在脉冲幅度上按高斯统计分布
- 2) 在时间间隔 $(0, t)$ 中的脉冲个数按泊松分布。

3) 脉冲形状在理想情况下，可看成冲击函数，探测器输出电流脉冲 $i(t)$ （即需要处理的核辐射随机信号），可简化表示为一个强度变化的随机冲击序列

$$i(t) = \sum_i \theta_i \delta(t - t_i) \quad (1.3.26)$$

由此，可推出它的自相关函数和功率谱密度函数分别为

$$R(\tau) = \bar{n}^2 \bar{\theta}^2 + \bar{n} \bar{\theta}^2 \cdot \delta(\tau) \quad (1.3.27)$$

$$S(\omega) = 2\bar{n}^2 \bar{\theta}^2 \delta(\omega) + \frac{\bar{n} \bar{\theta}^2}{\pi} \quad (1.3.28)$$

其中， $\bar{\theta}$ 为平均值， $\bar{\theta}^2$ 为均方值， $\bar{n}$ 为平均计数。

$$\text{当 } \bar{\theta} = 0 \text{ 时, } R(\tau) = \bar{n} \bar{\theta}^2 \cdot \delta(\tau) \quad (1.3.29)$$

$$S(\omega) = \frac{\bar{n} \bar{\theta}^2}{\pi} \quad (1.3.30)$$

类似于白噪声，如图1.3.12所示

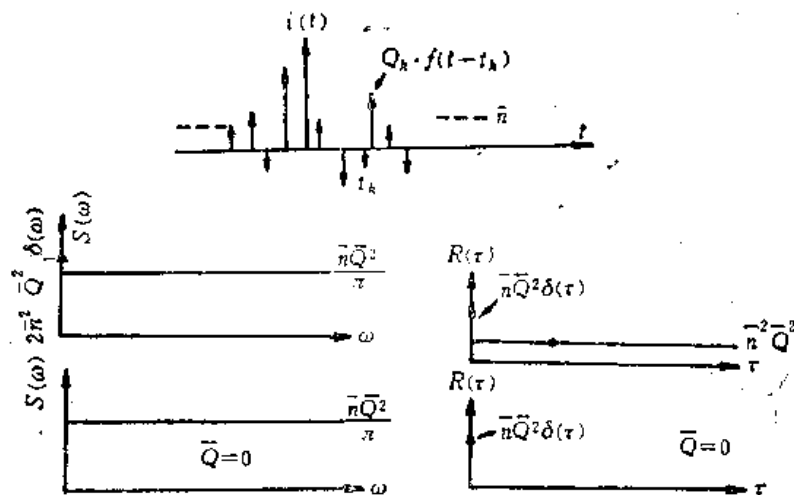


图1.3.12 核辐射随机信号的谱密度与自相关函数

2. 核随机信号通过线性网络

与周期性确定信号通过线性网络相比较,对随机信号(如噪声电压 $v_i(t)$)通过同样网络,可列出相应计算公式,对图1.3.13(b),如 $v_i(t) \rightleftharpoons v_i(\omega)$, $v_o(t) \rightleftharpoons v_o(\omega)$ 各为相应的傅氏变换对,同样成立 $R_i(\tau) \rightleftharpoons S_i(\omega)$, $R_o(\tau) \rightleftharpoons S_o(\omega)$,作为随机量的傅氏变换对,则成立

$$\begin{aligned} V_o(\omega) &= H(\omega) \cdot V_i(\omega) \\ \text{而 } S_o(\omega) &= |H(\omega)|^2 \cdot S_i(\omega) \end{aligned} \quad (1.3.31)$$

$$\text{或 } R_o(\tau) = R_i(\tau) * R_i(\tau) \quad (1.3.32)$$

如图1.3.13所示

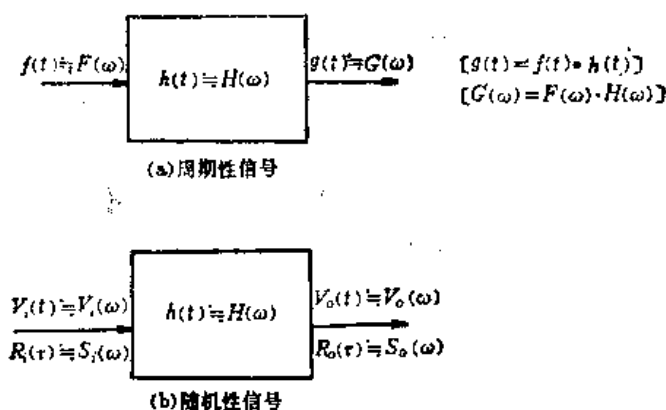


图1.3.13 二种信号通过线性网络的比较

由此可得随机信号通过线性网络的公式

$$\begin{aligned} \bar{V}^2 &= \int_{-\infty}^{+\infty} |H(2\pi f)|^2 \cdot S_i(2\pi f) df \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |H(\omega)|^2 \cdot S_i(\omega) d\omega \end{aligned} \quad (1.3.33)$$

它代表随机信号输出的平均功率。

3. 随机信号通过常见线性电路的实例

(1) 白噪声通过RC低通滤波器

白噪声的功率谱密度及自相关函数分别为

$$S_i(\omega) = \alpha, \quad R_i(\tau) = \alpha \cdot \delta(\tau)$$

图1.3.14 RC电路的频率响应

$$H(\omega) = \frac{1}{1 + j\omega RC}, \text{ 由 (1.3.31) 式和 (1.3.32) 式可得}$$

$$S_o(\omega) = \frac{\alpha}{1 + \omega^2 R^2 C^2}; \quad R_o(\tau) = \frac{\pi\alpha}{2RC} \cdot e^{-\frac{|\tau|}{RC}} \quad (1.3.34)$$

白噪声经过RC低通滤波后,滤去了高频部分,所以 $S_o(\omega)$ 比 $S_i(\omega)$ 小,但低频和直流部分仍能通过,主要变成低频噪声。从 $R_i(\tau)$ 来说,因为 δ 函数,除 $\tau=0$ 外,各自不相关,而通过RC电路后, $R_o(\tau)$ 成为相关量,而且随RC增大,互相相关愈大,这是因为RC电路具有记忆作用,RC称为记忆时间常数。若输出噪声的时间差落在记忆时间内,则由于积分

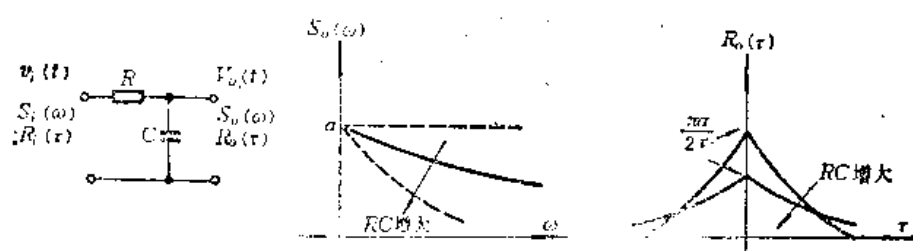


图1.3.14 白噪声通过RC低通滤波器

作用使信号前后发生相关。

(2) 白噪声通过CR高通滤波器

图1.3.15 CR电路的频率响应

此时 $H(\omega) = j\omega RC / 1 + j\omega RC$

可算出 $S_o(\omega) = a \frac{\omega^2 R^2 C^2}{1 + \omega^2 R^2 C^2}$

$$R_o(\tau) = \pi a \delta(\tau) - \frac{\pi a}{2RC} \cdot e^{-\frac{1}{RC}|\tau|} \quad (1.3.35)$$

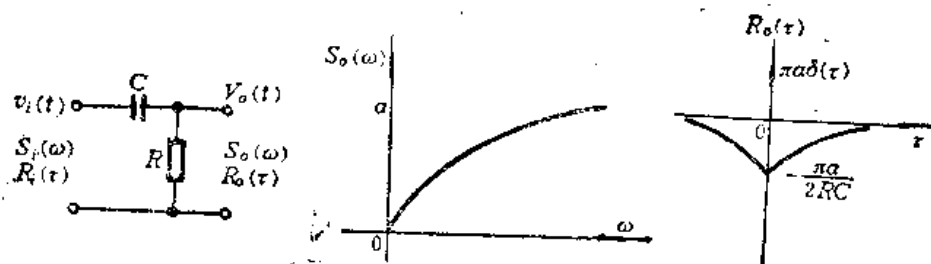


图1.3.15 白噪声通过CR高通滤波器

由图可见，虽然高频分量不变，但低频噪声减少，所以 $S_o(\omega)$ 比 $S_i(\omega)$ 要小。从 $R_o(\tau)$ 看，除有 $\delta(\tau)$ 项外，还有一个指数项，若输出噪声时间差 τ 落在 RC 充放电记忆时间内，则发生相关作用。 RC 愈大，相关也愈大。

§ 4 核电子学测量系统概述

一、系统的基本组成

核信息测量系统通常由核辐射探测器和核电子学测量系统两部分组成。而核电子学测量系统包括模拟信号获取和处理，模数变换以及数据量的获取和处理等三部分，如图 1.4.1 所示。

其中模拟信号的获取和处理部分，就是接收核辐射探测器来的各种电信号。经过放大、成形、选择等处理，尽可能不失真地保持探测器输出信号所携带的核信息。或者模拟原有信息的特点，剔除干扰，抑制噪声，去伪存真，获取有用的信号。为了提高测量精度，需要将信息数字化，把有用的信号变成数字系统能够接收的数据，由模数变换部分将有用的模拟信号

变换成数字量，然后由数据获取和处理部分进行获取和处理，给出实验结果。

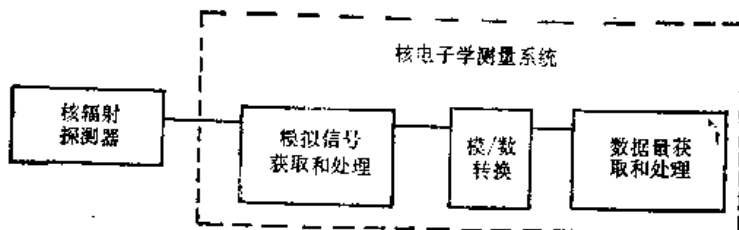


图1.4.1 核信息测量系统

核电子学测量系统实现了对各种信号的处理，也可称为核电子学信号处理系统，按信号获取顺序画出系统组成的方框图，如图1.4.2所示。其中一路是用于能量测量，从探测器输出幅度和能量成正比的信号，经过放大、甄别等处理，再加以分析和记录。另一路用于时间测量，从探测器输出信号保留了时间的信息，经过放大和时间检出电路等处理，以及数字化后加到数据获取和处理系统。最下面一路是用于强度式剂量测量，在实际应用时，可以根据测量要求，组成各类所需要的系统。

二、核电子学常用的信号处理系统

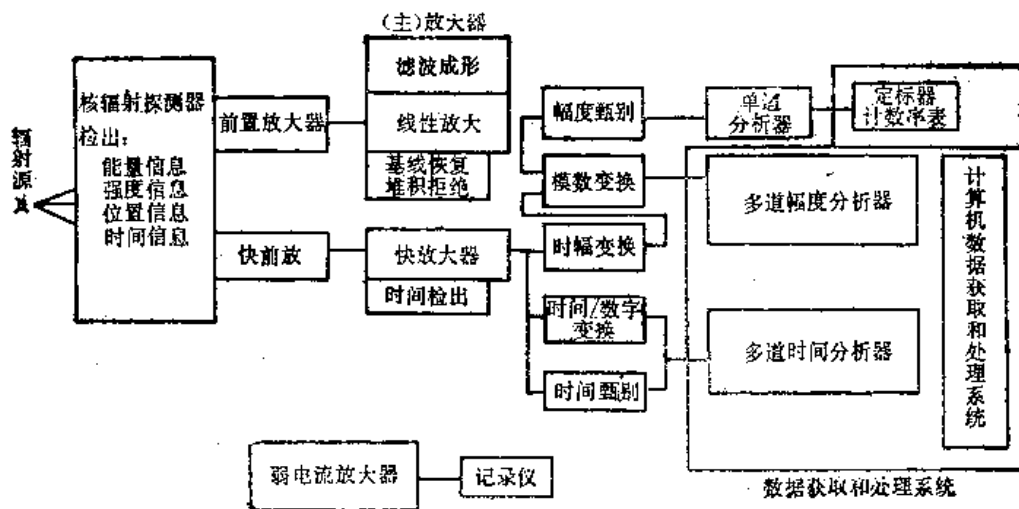


图1.4.2 常用的核电子学信号处理系统

核辐射测量对核电子学信号处理电路的要求，一般为：放大核辐射探测器的输出信号，同时进行幅度、时间、频谱方面的筛选。消除干扰，抑制噪声，尽可能精确地得到射线能量、时间、位置等有用信息的数据。在对获取数据作分析、处理后给出最终实验结果。下面结合图1.4.2所示的信号处理电路加以说明。

1. 前置放大器

将探测器输出的电荷收集起来，并转换成适于电缆运传到后续电子设备的电压或电流信号。这就需要，一个紧靠探测器的“前置放大器”。在探测器输出信号的幅度很小时，前置放大器既要能对信号作初步放大，以降低输出信号在传递过程中所受噪声和外界干扰的影响。在用于能量测量时，前置放大器本身的噪声很小，以保证能放大微弱的电荷信号并能分辨出它们的微小差别。当需要分析信号的时间信息时，前置放大器要能准确地保留粒子的时间信

息；以便确定核事件发生的时间或粒子种类，此时采用快前置放大器。

2. 主放大器

所谓主放大器，是相对于前置放大器而言的，它将前置放大器的输出信号进一步放大，达到便于测量的程度，并使信号成形，有利于精确测量和分析。主放大器的放大倍数可调，以给出足够的输出幅度。用于能谱测量的主放大器，稳定性和线性必须很好，以保证系统有较好的能量分辨率和能量刻度线性。为了提高输出端的信号噪声比，并使输出信号便于测量，主放大器还应有合适的冲击响应。在高计数率时，为了减少信号堆积，还要求输出信号的宽度应尽可能的窄，所以在主放大器中，都设有参数可调的滤波成形电路。为了解决高计数率工作时的基线偏移和信号堆积，加入基线恢复和堆积拒绝电路。此外，对于超短脉冲和慢变化信号，则需要使用特殊的快放大器和弱电流感放大器。

3. 幅度或时间信息的甄别

对于经过放大，滤波成形或其它处理后的信号，为了判别它们的幅度是否在预定的范围内，需要采用幅度信息甄别电路。为了确定它们的时间参数，相互的时间关系，需要精确地“检出”时间信息并进行甄别和分析的电路。

4. 模数变换

核辐射探测器的输出信号经过各种信号处理电路后，然后变换成数字量才能用数字系统进行统计、分析和数据处理。在能量测量时，通过分析信号幅度分布来测量能谱，需要将脉冲幅度模拟量变换成数码，然后按照数码进行分类计数；在时间测量中，则要将时间信息变换成数码。这就要求幅度-数字变换电路和时间-数字变换电路。因为幅度信息和时间信息都是模拟量，统称模拟-数字变换电路，但习惯上都把幅度-数字变换称为模拟-数字变换，简称模数变换。模拟量是时间信息的则称为时间-数字变换。也可通过时间-幅度变换将时间信息变换成幅度信息，再通过模数变换器变换为数码，分两步来实现时间-数字的变换。模数变换电路是联接模拟信号处理系统和数字信号处理系统的关键部分。

5. 数据获取的分析和处理

在物理信号变换成数码后，则由数字系统进行数据获取和处理。由于核信号的统计性，需要将大量信号按一定的信息分类计数。多道分析器是数据获取和处理的有效设备，可以实现幅度信息、时间信息等分类计数，获取幅度谱、时间谱数据。现在广泛使用的计算机多道分析器有很多的数据获取和处理功能，数据经过分析处理，给出最后的实验测量结果。在实际应用中，还可根据物理实验的内容和测量要求，建立各种基于计算机的实验数据获取和处理系统。

此外，还常用计数器，计数率计等计数设备可直接记录某一类信号的计数率。在一些简单的测量系统中，即可给出实验结果。

应当说明，图1.4.2仅是核电子学中常见信号处理系统的简单示意。实际上，图中的一个方框也可以包括一件或多件实际仪器；而有的实际仪器又兼有图中几个方框的部分功能。在近代物理实验中，信号处理系统常常是几十件仪器的组合，有的以幅度分析为主而辅以时间分析；有的以时间分析为主而辅以幅度分析。也有的要同时分析多种信息（多参数分析）。应该了解各种常用信号处理电路单元的性能，以能正确地选用仪器单元，合理地组成所需要的系统。

三、核电子学信号处理单元插件标准化

核电子学测量系统，常因不同的物理测量要求，组成可以变化的测量系统，为适用各种不同用途的需要，目前都把具有一定功能的信号处理单元按一定规范要求，做成各种信号处理标准插件。核电子信号处理设备的插件化、标准化，不仅由于仪器插件具有积木式结构和互换性，以方便用户选用各种插件组合成所需要的系统，而且也便于厂家批量生产，降低成本。

对于核物理实验工作者来说，需按整个实验系统的设计，合理选用单元插件，可以较好地组成满足一定物理要求的系统，这样对各类插件的性能、指标要求以及使用方法、特点，必须有较深入的了解。在商品生产的插件不能满足实验物理工作要求时，又必须按物理实验和探测器的要求指标，提供新的产品，这就对电子学课题提出新的性能、指标的内容，这也需要更好地了解核电子学插件标准。

信号处理插件的标准化是核子仪器标准化的一部份。已有过的和现在通行的几种核子仪器标准化系统见下表：

几种核子仪器标准

标准化系列名称	确定年代	机械结构标准	供电标准	信号标准	数据传输标准	软件标准	主要使用器件	特 点
标准机架	1950	机架机箱					电子管	
NIM	1964—1974	机箱插件	已定	已定			晶体管小规模集成电路	插件化通用化
CAMAC	1969—1975	机箱插件	已定	已定	已定	有	各种集成电路	与计算机接口配合
快总线系统 Fast	1975—1979						ECL组件	比CAMAC快

核子仪器标准化的工作早在50年代初期就开始了，随着电子学的发展和物理实验的更高要求，标准化要求也在不断更新。50年代的标准机架系统已基本不用，但当时规定的机箱宽度为19英寸的尺寸标准仍沿用下来。以后的标准都用了插件式机箱。

NIM标准是1964年提出的，经过四次修改后，于1974年由国际电工委员会推荐为国际标准系列，并为全世界所采用。NIM标准是一个通用电子学插件化的标准——统一了机箱和插件的机械尺寸，供电电压及方式，信号电平的大小，从而解决了核电子仪器的装配和互换性问题。该标准规定采用一个19英寸宽的机箱，箱内插12个单位宽度（一个单位宽度为34.4mm）的插件，也可由二到三个单位宽度组成的双插宽或叁插宽插件，每个插件与机箱通过一个42线的标准插头座连接，用以供电和信号连接。每个机箱有 $\pm 24\text{V}$ 、 $\pm 12\text{V}$ 、 $\pm 6\text{V}$ 六种电源，可供插件选用。并对电源质量和插件间传送信号逻辑电平标准规定了技术指标。NIM标准是在计算机大量普及前制定的，因此，它一般用于模拟信号处理系统。目前，除前置放大器要紧接探测器而做成适宜的形状外，所有进行模拟信号处理的设备以及模数变换，计数电路等设备，在国内外也都按NIM标准设计和生产。

随着计算机的应用，需要解决大量数字信息的传递问题，以实现数据收集和处理系统的标准化，在1969年提出，并于1975年国际电工委员会通过的CAMAC标准也被推荐作为一种

国际仪器标准。它不仅在机箱、插件的机械结构、电源标准和信号电平等方面，作出了规定，而且在信息传输方式，信号传送的硬件和软件方面也定了标准。这是核电子学仪器中第一代数据总线标准，在机械上和供电方式上继承了NIM标准的思想。CAMAC机箱可以兼容NIM插件。NIM和CAMAC插件高度一样，但单位宽度则为NIM的一半，且深度大。NIM插件可通过电源转接器插到CAMAC机箱中。

CAMAC标准已有广泛的应用。但是，一方面随着微处理器和微计算机的迅速发展和普及，实验数据非得送到中心计算机才能处理的情况已发生改变，用微计算机在现场对实验数据作处理或对实验过程作控制相对更为方便和经济，出现了分布式处理系统。另一方面，为了适应高能物理实验的要求，中心计算机需要处理更复杂、更大量的数据，要求速度更快，希望总线标准向高速度、高度灵活方向发展，历经多年的研究和改进，又发展了新一代总线——快总线（FASTBUS），数据的速度比CAMAC大约快一个量级。“快总线”插件，电路采用ECL组件，插件功耗较大，机箱耗电甚至高达1.5kW。机箱散热成了专门问题，插件也比CAMAC大50%。

习题与思考题

1.1 核电子学与一般电子学的不同在那里？

以核探测器输出信号的特点来说明。

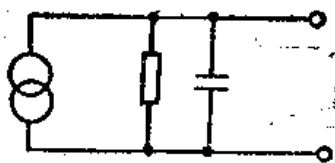
1.2 设 $f(N)$ 服从高斯分布规律，求证：能量

分辨FWHM $=2.36\sigma_N$ ，能量分辨率 $R=2.36\sigma_N/\bar{N}$ 。

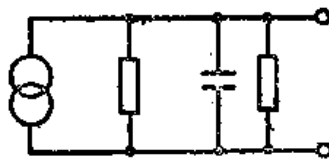
1.3 试计算1MeV（作单位能量）的射线全部消耗于半导体探测器中时，可输出多大幅度值的信号（假定输出电容为10pF）？这种探测器的分辨性能怎样？对相应的电子学仪器有什么要求？

1.4 当探测器输出等效电源源 $i_s(t)=I_0 \cdot e^{-t/\tau}$ 时，求此电流脉冲在探测器输出回路上的输出波形并讨论 $R_0 \cdot C_0 \ll \tau$ 的情况。

1.5 如下图，设 $i(t)=\begin{cases} \theta/T & 0 \leq t \leq T \\ 0 & t > T \end{cases}$ 求输出电压 $V(t)$ 。



习题图1.1 探测器输出回路



习题图1.2 RC网络响应

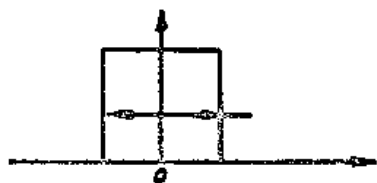
1.6 表示系统的噪声性能有哪几种方法？各有什么意义？输入端的噪声电压是否就是等效噪声电压，为什么？

1.7 设探测器反向漏电流 $I_D=10^{-8}$ A，后级电路频宽为1 MHz，计算散粒噪声相应的方根值和相对于 I_D 的比值。

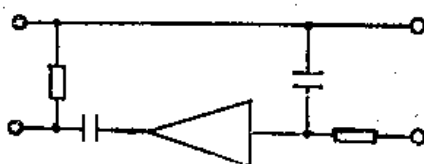
1.8 试计算常温下（设 $T=300$ K）5MΩ电阻上相应的均方根噪声电压值（同样设频宽为1 MHz），并与1 MHz能量在20pF电容上的输出幅值作比较。

1.9 求单个矩形脉冲 $f(t)$ 通过低通滤波器, $RC=T$, $RC=5T$ 及 $RC=T/5$ 时的波形及频谱

1.10 下图电路中, 若输入电压信号 $V_i(t)=\delta(t)$, 求输出电压信号 $V_o(t)$, 并画出波形图, 其中 $A=1$ 为隔离用。



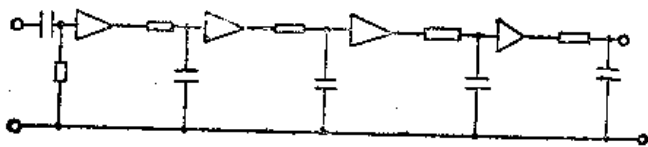
习题图1.3 输入矩形脉冲波形



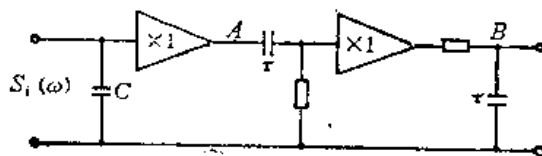
习题图1.4 冲击信号通过RC和CR网络

1.11 下图电路中, 若输入信号 $V_i(t)$ 为阶跃信号, 求输出信号 $V_o(t)$ 的最大幅度值; 若 $V_i(t)$ 为上升时间 t_r 的指数上升信号, 则 $V_o(t)$ 的最大值为多少?

1.12 设一系统的噪声功率谱密度为 $S_i(\omega)=a^2+b^2/\omega^2+c^2/\omega$, 当此噪声通过下图电路后, 求A点与B点的噪声功率谱密度与噪声均方值。



习题图1.5 $CR-(RC)^4$ 电路



习题图1.6 噪声通过CR-RC电路

【附录】常用的几项NIM标准(根据TID-20893)

(1) 机箱

机箱宽度为19英寸, 可以安装在EIA19"标准机架上(EIA——电子工业联合会)。

每个标准箱体有12个插道和12个箱体——插件连接器, 可以容纳12个单插宽NIM插件, 或6个双插宽NIM插件, 或4个三插宽NIM插件, 或总数不超过12个插宽的各种插件。有些厂家生产少于12个插道的机箱, 它用于小型NIM式仪器。

一般在机箱后部有标准NIM电源, 各种电源通过内部接线引到机箱各电源插座。有的机箱不带电源, 另外用插件式电源从前面插入箱内, 使各电源插座得到供电。插件电源要占据若干插道, 适于插件不多的小系统。

(2) 插件-箱体连接器

连接器的插针插孔排列方式见附录图1。

插件后面板上方装有电源插头, 机箱每个插道内装有电源插座, 此插头、插座原设计装有多种信号线, 称为插件-箱体连接器, 实际上大都用于电源供电。

a. 机箱中所有插件-箱体连接器的下列插孔各自相通:

②——+24V ⑭——-24V

⑥——+12V ⑰——-12V

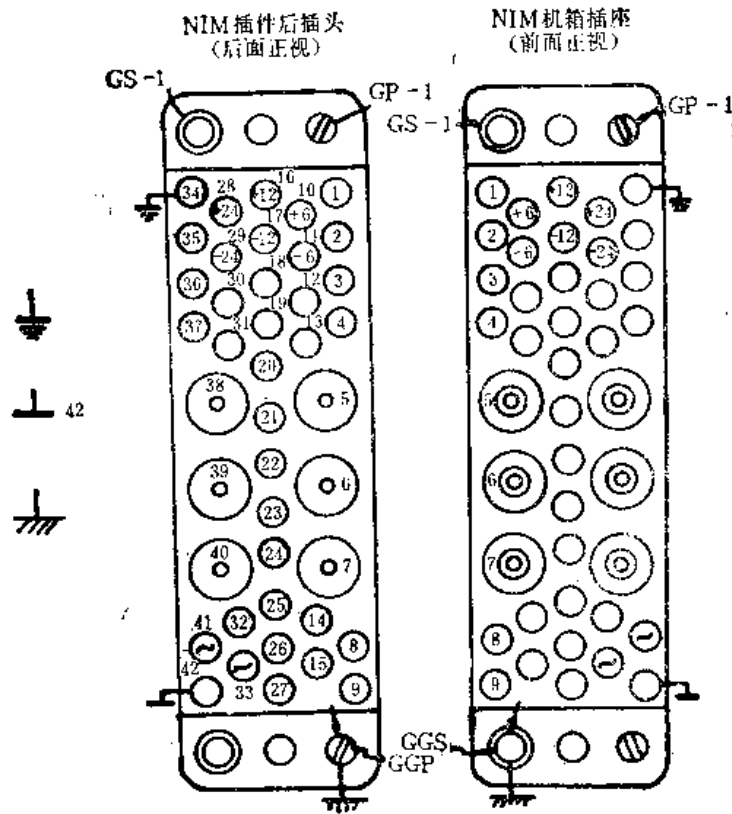
⑩——+6V ⑪——-6V

③——电源地回路。

④——优质地线。作为传送零电位基准, 不得向优质地线送入1mA以上的恒定电流或100μA以上

的脉冲交变电流。

$\frac{1}{1111}$ 与机箱外壳联接的地线。



附录图 1 NIM机箱电源的插头、插座

GP-1——导销

GGP——插件地线导销

GS-1——导孔

GGS——机箱地线导孔

[机箱地线可接建筑物地线
但不得用作交流电流回路]

⊙ ③——117V交流火线；

④——117V交流中线。

b. 保留插孔

④ ⑫ ⑮ ⑲ ⑳ ㉓ ㉔ ㉕

由NIM委员会以后指定用途，在未指定前不得使用。

c. 备用插孔

③ ⑨ ⑬ ⑭ ⑯ ㉐ ㉑ ㉕

㉗ ㉘ ㉙ ㉚ ㉛

可由用户用来在插件间传送逻辑信号或电平，但需自行连接箱体上的连接器引线。

d. 同轴接头

⊙——⑤ ⑥ ⑦ ㉞ ㉟ ㊱

由用户用来传递模拟信号。

e. ±3V和+200V电源

①——+3V ②——-3V ③——+200V

一般NIM电源不提供±3V和+200V。用户可利用此插孔将自备±3V和+200V电源送到各插件。

f. 逻辑控制信号

④——复位，向各插件送复位逻辑信号。

⑤——机箱门，向各插件送禁止信号。

为了减少干扰，机箱-插件连接器各插孔中，除同轴插座外，传送电平变化速度不得大于 $30\text{V}/\mu\text{s}$ 。

实际生产的机箱，常只有a中所述的12个插孔可用。所以NIM插件常在后面板上另装插头座进行信号传送，无一定标准。

(3) NIM电源标准

a. 电源调节范围

±24V、±12V， $\geq \pm 0.5\%$ ；±6V： $\geq \pm 2\%$

电压精确度：

±24V、±12V：好于±0.05%；

±6V：好于±0.1%

b. 稳压特性

负载电流从零到满载，电网电压从额定值的88%变到110%在上述条件综合作用下，

i, 1分钟之内测量，输出电压变化不超过±0.1%。

ii, 24小时之内测量（恒温、预热1小时后），输出电压变化不超过±0.3%。

负载、电网电压和环境温度恒定，预热1小时后，6个月内电压漂移不超过±0.5%。

c. 温度系数

环境温度在0—50℃范围内变化时，电压温度系数 $\leq 0.02\%/^{\circ}\text{C}$

d. 输出阻抗

在100kHz以下的任何频率，输出阻抗 $\leq 0.3\Omega$ 。

e. 恢复时间和通断瞬变

负载电流从额定值的10%到100%的任何变化，电网电压在额定值88%到110%的任何变化，在100μs之内，±24V，±12V输出要恢复到稳态值的±0.1%以内，±6V，±1%以内，电源通断时电压瞬变不超过20%。

f. 噪声和纹波

用通带达50MHz的示波器测噪声和波纹的综合峰峰值：

±24V、±12V： $\leq 3\text{mV}$

±6V： $\leq 6\text{mV}$

g. 输出电流（以V型6V/12V/24V电源为例），

±24V 0—1A

+12V 0—3A

-12V 0—2A

±6V 0—5A

117V 0—0.5A

V-L型，总输出功率不超过72W；

V-H型不超过96W

NIM电源有多种规格，有的指标好于上面所列数值，输出电流也各有不同，使用时注意产品说明书，另外，过热，过流，过压保护也各有规定。

(4) NIM插件的电源要求

- a. 插件应在下列电流、电压下正常工作：

±24V ±0.7%

±12V ±1%

±6V ±3%

- b. 任一条电源母线或全部电源母线上有220mV（负载为50Ω时）瞬变电压时，插件应能正常工作。个别插件不得在电源母线上产生大于±20mV的瞬变。
- c. 插件的面板上要标明所用电压种类，消耗的电流和总功率。

第二章 前置放大器

§1 概 述

一、前置放大器的作用

采用电子学方法进行核辐射测量时，要对探测器输出信号进行处理，包括对所获取的信号进行放大、成形、甄别、变换、分析、记录等等。由于探测器输出的信号往往比较小，一般情况下，都首先要通过放大器放大后再进行测量。所以，信号的放大是核电子学信号处理的一个必要部分。

在实际测量中，探测器附近总有一定的辐射剂量存在，工作人员必须远离辐射现场来操作测量仪器。为了减少探测器输出端到放大器输入端之间的分布电容的影响，减少外界干扰，提高信噪比，并使联接信号用的高频电缆阻抗相应匹配，通常把放大器分成前置放大器和主放大器两部分。前置放大器又称为预放大器，它的体积较小，放置在探测器附近，前置放大器的输入与探测器相配合，甚至有时前置放大器紧靠着探测器，组装在一个结构中，称之为“探头”，其输出端再经过高频电缆与主放大器相连。在测量过程中，前置放大器的参数一般很少变动，而由后面的主放大器来作放大倍数和成形时间常数的调节。

前置放大器在核辐射测量中的作用和特点，可从以下几个方面作进一步说明。

1. 提高系统的信噪比

由于核辐射探测器一般紧靠辐射源（如放射源、加速器、反应堆等），所以探测器工作现场可能是强的辐射场，往往空间狭窄（如井状、冷罐等），或环境恶劣（如高温、高压、高腐蚀等），测试人员不宜在现场工作，而且也不宜放置大体积的仪器。如果把核探测器的输出信号直接传送到有一定距离的成套仪器的测量室去，按图 2.1.1 所示来布局，可以发现：探测器与放大器连接的传输线愈长，分布电容 C_s 会愈大，则信噪比相应愈小，甚至无法区分信号和噪声（详见下一节中的噪声分析：要提高信噪比，必须减小分布电容 C_s ），而要把放大器等主机测量系统紧靠核辐射探测器是不可能的，因此把放大器分成前置放大器和主放大器二部分，前置放大器的体积小，并紧靠探测器构成探头，使之分布电容 C_s 尽量减小，尽可能提高信噪比，再由屏蔽电缆线远传给主放大器。此外，由于探头的体积小，也便于进行屏蔽、密封、加固，以适应较恶劣的环境条件。

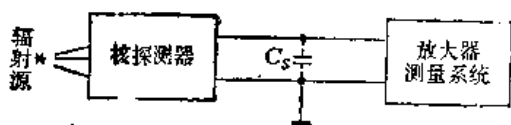


图2.1.1 核探测器和测量系统

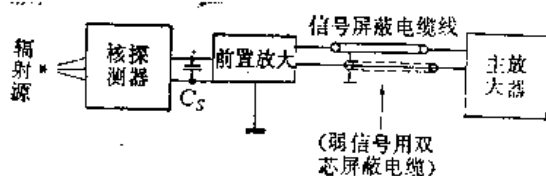


图2.1.2 分成前置放大器和主放大器的系统

2. 减少外界干扰的相对影响

由于空间电磁干扰存在, 或有时屏蔽和隔离不好, 在信号远距离传输时, 往往串入外界干扰, 需要设法提高信号干扰比。

比较图2.1.1和图2.1.2所示两种结构和连接方式, 前面一种探测器直接输出, 由于输出信号较小, 外界干扰相对较大, 而后一种布局, 由于前置放大器已作了初步放大, 提高了输出信号幅度和远传能力, 外界干扰对信号的影响相对减少。

为了更好地抑制外界干扰, 前置放大器与探测器一起, 通常采取良好的屏蔽、接地、隔离、滤波等措施。在弱信号传输时, 还需用屏蔽良好、噪声较小的电缆线, 当主放大器为差分输入时, 则采用低噪声双芯屏蔽电缆。

3. 合理布局, 便于调节和使用

为缩小体积, 紧靠辐射源的前置放大器通常要求有一定的放大倍数, 工作稳定可靠, 并作成非调节式。放大倍数以及成形时间常数的调节, 则由主放大器来完成, 主放大器放在测量室, 便于实验者操纵调节。

4. 实现阻抗转换和匹配

前置放大器是在探测器和主放大器之间可作为一个阻抗转换器, 探测器通常要求后有高的输入阻抗以利于信号输出, 而前置放大器通过电缆远距离传送给主放大器时, 则要求有能与电缆阻抗相匹配的低的输出阻抗及传递信号。这一阻抗转变特性在前置放大器电路设计中可以实现。

二、前置放大器的分类

前置放大器按不同的特点有几种分类方法:

与不同的探测器相配, 可以有不同的前置放大器, 例如有电离室前置放大器电路, 正比计数器前置放大器电路, 半导体探测器前置放大器电路和闪烁探测器输出电路等。

根据探测器输出信号成形方式的特点分类, 前置放大器可以分为电压灵敏前置放大器, 电荷灵敏前置放大器和电流灵敏前置放大器三大类。

1. 电压灵敏前置放大器

电压灵敏前置放大器实际上就是电压放大器, 如图2.1.3所示。探测器输出的电流信号用 $i_D(t)$ 来表示, t_W 为信号持续时间, 考虑到探测器的极间电容 C_D , 放大器的输入电容 C_i , 以及连线分布电容 C_s , 则放大器输入端的总电容 $C_i = C_D + C_s + C_A$, 假定放大器输入电阻很大, 可忽略其并联作用, 则输入电流 $i_D(t)$ 在输入电容上积分为输入电压信号 V_i , 幅度值为

$$V_{i, M} = \frac{1}{C_i} \int_0^{t_W} i_D(t) dt \propto Q,$$
 通过电压放大器后的输出幅度 $V_{o, M} \propto V_{i, M} \propto Q$, 即输出电压幅度与电荷量 Q 成正比 (即电荷量 Q 是与射线能量成正比的)。所以设计电压放大器时, 在其输入端总电阻足够大时, 不论探测器电流脉冲的形状如何, 只要它们所携带的电荷量 $Q = \int_0^{t_W} i_D(t) dt$ 相等, 则放大器输出电压信号的幅度也相等。

电压灵敏前置放大器的主要问题是输入端总电容 C_i 不稳定会导致输出电压幅度 $V_{o, M}$ 的不稳定。在能谱测量中, 这将使系统的能量分辨率降低。 C_i 决定于 C_D 、 C_A 和 C_s , 它们的不稳

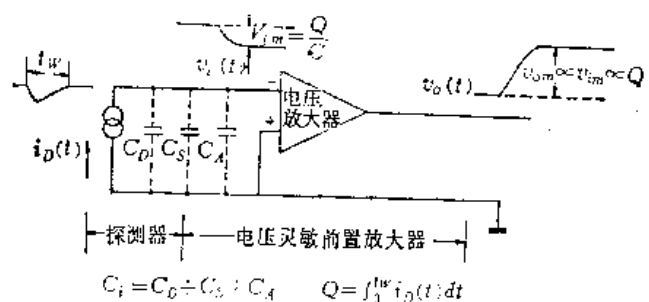


图2.1.3 电压灵敏前置放大器

定是常会出现的,例如探测器极间电容 C_D 在使用PN结半导体探测器时,由于偏压不稳定,其结电容 C_D 会产生变化,而放大器输入电容 C_A ,也随输入级增益的变化而变化,等等。

能否引入一个大电容来相对减少由于 C_i 不稳定所带来的影响,而又不使噪声有明显增加呢?这就是下面要讨论的采用反馈电容的连接方式的电荷灵敏前置放大器结构。

2. 电荷灵敏前置放大器

电荷灵敏前置放大器就是带有电容负反馈的电流积分器,如图2.1.4所示。由于引入反馈电容 C_f (或称为积分电容),这时从放大器输入端来看,加反馈后输入端总电容 $C_{if} = C_i + (1 + A_o) C_f$, A_o 为开环增益, C_i 是不考虑 C_f 时输入端总电容。当 A_o 很大时, $(1 + A_o) C_f \gg C_i$,主要是 C_f 起作用,可以认为输入电荷 Q 都积累在 C_f 上,输出信号电压幅度近似等于 C_f 上的电压,即

$$V_{om} \approx \frac{Q}{C_f} = \int_0^{t_M} i_o(t) dt / C_f$$

因 C_f 为常量,所以 V_{om} 只与总电荷量 Q 有关,鉴于这一特点,常将这种类型电路称为电荷灵敏前置放大器。

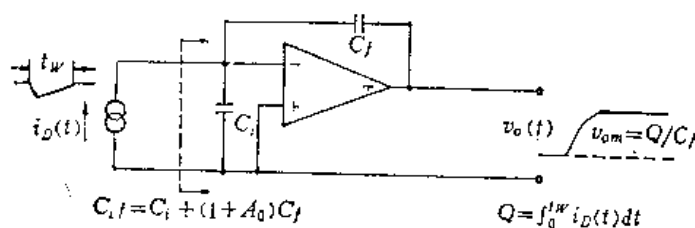


图2.1.4 电荷灵敏前置放大器

由于反馈电容可以足够稳定,输入电容 C_i 的影响可以忽略,输出电压幅度 V_{om} 有很好的稳定性,因此这种电荷灵敏前置放大器常用于高能量分辨率能谱仪系统。

为了释放 C_f 上不断累积的电荷量,并稳定反馈的直流工作点,需要采取一些措施,如附加一个阻值较大($\sim 10^8 \Omega$ 量级)的反馈电阻 R_f 与 C_f 并联, R_f 常称为泄放电阻。

3. 电流灵敏前置放大器

电流灵敏前置放大器是对探测器输出电流信号直接进行放大,它通常是一个并联反馈电流放大器,如图2.1.5所示。此时输出电压或输出电流,都与输入电流成正比,故称之为电流灵敏前置放大器。这类前置放大器输入电阻较小,但时间响应较好,常用作快放大器。只

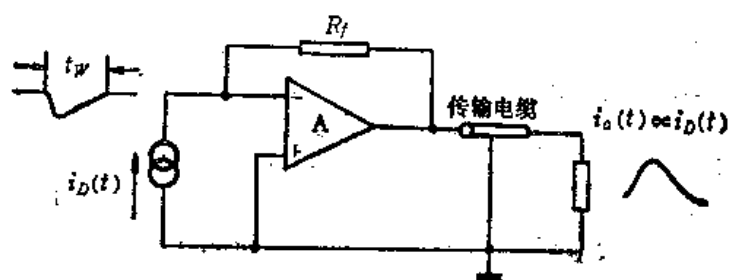


图2.1.5 电流灵敏前置放大器

因相对噪声较大，主要适用于时间测量系统。

当然，从电荷（或电压）灵敏、至电流灵敏前置放大，它们输出信号所保留的信息，实际上都与探测器输出信号模拟相对应的。电荷灵敏前置放大器输出的电压，经过一定的网络成形，也能产生正比于探测器输出的电流信号。反过来，电流灵敏前置放大器输出信号既然与探测器输出电流信号的波形保持一致，也就保留了输入信号的全部信息，包括电荷信息。因此，这三类前置放大器在适当情况下可以互相转换。但从物理测量的要求看：电荷灵敏和电压灵敏前置放大器主要用于能谱测量分析系统；电流灵敏前置放大器则主要用于时间测量分析系统。

§2 电荷灵敏前置放大器

电荷灵敏前置放大器是目前高分辨能谱测量系统中用得最多的前置放大器，它输出增益稳定，噪声低，性能良好。

一、电荷灵敏前置放大器的主要特性

首先从物理实验角度，提出对电荷灵敏前置放大器的指标要求：

1. 变换增益

当探测器将正比于射线能量 E 的一定的电荷量 Q 输入到电荷灵敏前置放大器时，输出电压幅度 V_{oM} ，定义变换增益为 $A_{oQ} = \frac{V_{oM}}{Q}$ ，从物理实验角度看，希望其变换增益愈大愈好。

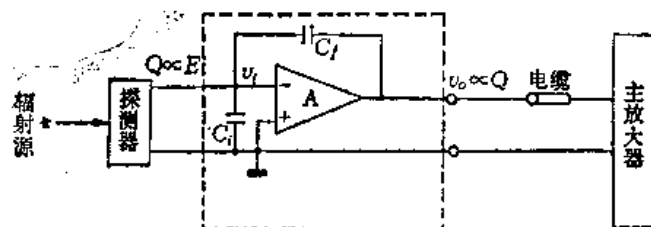


图2.2.1 电荷灵敏前置放大器的分析

在电荷灵敏前置放大器的实际电路中，反馈电容跨接于放大器的反相输入端和输出端之间，起着负反馈作用，放大器采用高增益宽带运算放大器，通常输入阻抗很高，输出阻抗很小，开环增益 A_o 很大，所以电路简化成图2.2.1的形式，并且输入端处于“虚地”方

式。

把反馈电容 C_f 等效到输入端, 由于密勒效应, 总的输入电容 $C_{if}=C_i+(1+A_o)C_f$ 由此

$$V_{iM} = \frac{\int_0^{t_w} i_D(t) dt}{C_{if}} = \frac{Q}{C_i + (1+A_o)C_f} \quad (2.2.1)$$

Q 表示输入电流 $i_D(t)$ 的总电荷量。

因为运算放大器增益 A_o 通常很大, 即 $A_o \gg 1$, 而且 $(1+A_o)C_f \gg C_i$, 所以 $V_{iM} \approx \frac{Q}{A_o C_f}$

$$\text{而输出幅度 } V_{oM} = A_{iM} \frac{A_o Q}{C_i + (1+A_o)C_f} \approx \frac{Q}{C_f} \quad (2.2.2)$$

于是, 变换增益 $A_{cQ} = \frac{V_{oM}}{Q} = \frac{1}{C_f}$ (伏/库仑或伏/皮库仑)

A_{cQ} , 表示单位电荷量输入该放大器后所得到的输出幅度

例如: $C_f = 1 \text{ pF}$, $A_{cQ} = 1 \times 10^{12} \text{ 伏/库仑}$

(或 1 伏/皮库仑 (V/pC))

因 A_{cQ} 是相对于电荷量输入而言, 又称为电荷灵敏度, 或电荷变换增益。

对电荷灵敏放大器, 当 A_o 足够大时, 电荷变换增益 A_{cQ} 仅与反馈元件——电容 C_f 有关, 而与 A_o 和 C_i 是否稳定无关, 因此只要采用高稳定精密的反馈电容, 即可得到相应稳定的电荷变换增益。

还可定义能量变换增益 A_{cE} , 它表示相应于单位能量的射线被探测时, 前置放大器输出幅度的大小, 即

$$A_{cE} = V_{oM}/E$$

由探测器产生的电荷量为

$$Q = \frac{E}{\bar{w}} \cdot e$$

其中: $\bar{w}$ 为平均电离能, e 为电子电荷

$$\text{所以, } A_{cE} = \frac{Q/C_f}{Q \cdot \bar{w}} \cdot e = \frac{e}{C_f \bar{w}} \quad (2.2.3)$$

若 $C_f = 1 \text{ pf}$, 对硅半导体探测器, $\bar{w} = 3.62 \text{ eV}$ 则 $A_{cE} = 44.4 \text{ mV/MeV}$; 而对锗半导体探测器, $\bar{w} = 2.96 \text{ eV}$, 则 $A_{cE} = 54 \text{ mV/MeV}$ 。

把通过电荷灵敏前置放大器后的幅度输出, 与表1.1仅用半导体探测器在 20 pf 电容上输出约 4.8 mV/MeV 相比较, 可以看出, 探测器输出信号幅度经过前置放大器后要大一个数量级还多, 相对于毫伏量级的一般干扰而言, 前置放大器输出信号的抗干扰能力要强得多了。

2. 输出稳定性

电荷灵敏前置放大器的输出幅度 V_{oM} 的基本表示式为

$$V_{oM} = A_o \cdot V_{iM} = \frac{A_o Q}{C_i + (1+A_o)C_f}$$

讨论放大器开环增益 A_o 和输入电容 C_i 的可能变化及其对输出不稳定性的影响,可以算出输出的相对变化值:

$$\frac{dV_{oM}}{V_{oM}} = - \frac{(C_i + C_f) dA_o}{(C_i + (1 + A_o)C_f) A_o} - \frac{dC_i}{C_i + (1 + A_o)C_f}$$

$$\text{令 } F = \frac{C_f}{C_i + C_f} \approx \frac{C_f}{C_i}$$

则 $A_o \cdot F$ 表示反馈深度,

设 $A_o \gg 1$, $A_o \cdot F \gg 1$

$$\text{则 } \frac{dV_{oM}}{V_{oM}} = - \frac{1}{A_o F} \cdot \frac{dA_o}{A_o} - \frac{1}{A_o F} \frac{dC_i}{C_i} \quad (2.2.4)$$

由上式可见,要提高输出稳定性,减小相对变化量,对电荷灵敏前置放大器来说,要求 $A_o \cdot F$ 足够大。因一般 C_f 取得较小,所以反馈系数 F 值也较小,此时放大器开环增益 A_o 必须很高。

举例:如 $C_f = 1\text{pF}$, $C_i = 5\text{pF}$, 则 $F = \frac{1}{5}$ 。若放大倍数和输入电容相对变化各为5%,

而又需要输出稳定性要好于 $\frac{1}{1000}$,则要求放大器的开环增益至少大于500倍,这对选用设计放大电路提出了要求。

3. 输出噪声

在测量中,除了真正有用的信号外,同时由许多噪声源所产生的噪声与信号叠加在一起,因此要提高测量精确度,必须设法减小噪声,尽量提高信噪比,这一性能指标对前置放大器电路是很重要的。

在实际测量中,电子学前置放大器噪声常用能量半宽度FWHM来表示,以一个实际的电荷灵敏前置放大器为例,其噪声特性表示为 $\text{FWHM (GeV)} = 1\text{keV} + 0.03\text{keV/pF}$ (注:此性能在后级主放大器成形网络 $CR = RC = 3.2\text{ms}$ 时测量得到,它与后级成形时间常数有关,该式第一项表示为没有外接电容时,相应等效的噪声能量半宽度,而后一项与输入电容大小有关,它给出了输入电容每增加1pF时,噪声能量半宽度的增量,称为噪声斜率。由于前置放大器的噪声在测量系统中起着主要作用,减小噪声必须从前置放大器采取措施,我们将用专门篇幅进行讨论。

4. 输出脉冲上升时间(t_r)及其稳定性

上升时间 t_r ,是指输入一个阶跃信号时输出信号脉冲前沿由幅度10%的变化到90%的时间,通常希望前置放大器在时间上能较快的响应,要求输出信号的上升时间愈小愈好。在能谱测量系统中,如果前置放大器输出信号的上升时间不稳定,即表示前沿在变化,通过 CR 成形电路,使信号幅度值相应也发生变化,可能导致系统的幅度分辨率降低。

输出脉冲上升时间 t_r 取决于前置放大器本身的上升时间 t_{r0} 。探测器电流脉冲的持续时间、以及探测器极间电容。通常定义前置放大器本身上升时间 t_{r0} 是指前置放大器在输入冲击电流 $Q \cdot \delta(t)$ 时,输出电压的上升时间。目前一般水平为几十纳秒。

5. 计数率效应

计数率效应包括信号堆积、输出动态范围和最高计数率等问题。从探测器输出单个信号来看,前置放大器输出信号的幅度较小,而且实际探测器输出是大量的随机脉冲,它对前置

放大器线性工作的动态范围提出一定要求。在电荷灵敏型前置放大器中，由于对反馈电容 C_f 的充电作用，信号是一个一个累加上去的，如果不给 C_f 上的电荷以放电通路的话，那末不断充电的结果，将使放大器无法工作，最简单的办法是与电容 C_f 并联一个泄放电阻 R_f ，如图2.2.2所示。

但由于 R_f 大 ($10^9 \Omega$ 量级)，所以时间常数 $R_f \cdot C_f$ 仍然较大，使输出信号的后沿衰减很缓慢，即计数率不高，输出波形也会产生明显的堆积，如图2.2.3所示，造成一定幅度输出非线性。它与电荷灵敏前置放大器输出幅度动态范围有关。

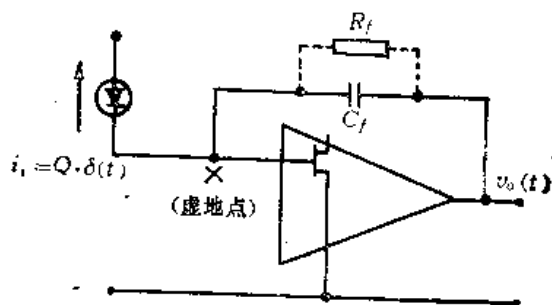


图2.2.2 阻容反馈的直流耦合电荷灵敏前置放大器电路

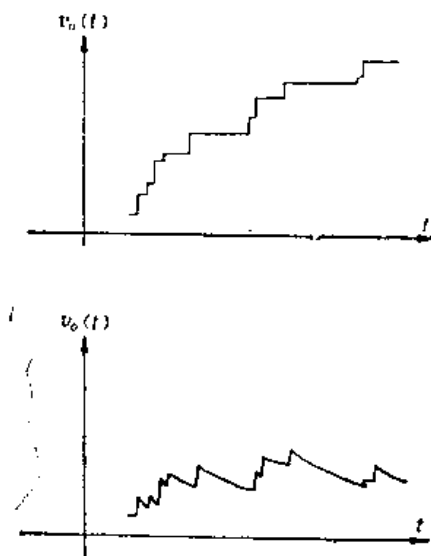


图2.2.3 大量随机脉冲使输出造成信号堆积
(a) 无 R_f 的输出波形 (b) 有 R_f 的输出波形

对图2.2.2的电路，分析其堆积特性，计算输出信号平均值 $\bar{V}_o$ 及均方根偏差 σ ，可以估算前置放大器输出的动态范围。

当输入单个电流 $i_i = Q\delta(t)$ 时，由于反馈放大器输入端 X 点为虚地，则输出电压 V_o 可表示为

$$V_o = \frac{Q}{C_f} \cdot e^{-t/\tau_f} \text{ 其中 } \tau_f = R_f \cdot C_f$$

输出信号幅度 $V_{oM} = \frac{Q}{C_f}$ ，输出信号 v_o 以时间常数 τ_f 衰减， τ_f 值较大，例如： $C_f = 0.1 - 1 \text{ pF}$ ， $R_f = 5 \times 10^9 \Omega$ ，则 $\tau_f = 0.5 - 5 \text{ ms}$ ，为毫秒量级。

如输出信号的平均计数率为 $\bar{n}$ 时，每个电流脉冲的电荷量为 Q ，则堆积的输出信号的平均值为

$$\bar{V}_o = \bar{n} \int_0^\infty v_o dt = \bar{n} \tau_f v_{oM} \approx \bar{n} \tau_f \frac{Q}{C_f} \quad (2.2.5)$$

显然，由于信号堆积，输出信号电压平均值为单个输出信号电压幅度 V_{oM} 的 $(\bar{n} \cdot \tau_f)$ 倍，它与计数率 $\bar{n}$ 有关。

由于探测器输出脉冲在时间上是随机分布的，实际输出电压 V_o 是围绕其平均值 $\bar{V}_o$ 上下

起伏的, 可以证明, 其统计起伏的均方根偏差:

$$\sigma = \left(\overline{n} \int_0^{\infty} V_o^2 dt \right)^{\frac{1}{2}} = V_{om} \cdot \sqrt{\frac{\overline{n} \tau_f}{2}} = \frac{Q}{C_f} \sqrt{\frac{\overline{n} C_f}{2}} \quad (2.2.6)$$

当平均计数率 $\overline{n}$ 较高, 如满足 $\overline{n} \gg \frac{1}{\tau_f}$, 这时输出电压的上下涨落分布可近似表示为高斯分布, 即实际输出电压 V_o 落在 $\overline{V_o} \pm \sigma$ 和 $\overline{V_o} \pm 2.6\sigma$ 范围内的概率分别为68%和99.5%。希望对99.5%以上的信号都能给予放大, 则前置放大器的动态范围应不小于:

$$\overline{V_o} + 2.6\sigma = (\overline{n} \tau_f + 2.6 \sqrt{\overline{n} \tau_f / 2}) \cdot V_{om} \quad (2.2.7)$$

例如: 当 $\overline{n} = 10 \text{kc/s}$, $\tau_f = 1 \text{ms}$, 即 $\overline{n} \cdot \tau_f = 10$ 时, 算得: $\overline{V_o} + 2.6\sigma = 16V_{om}$, 即实际动态范围应是单个输出信号的幅度的16倍, 如对变换增益 $A = 440 \text{mV/MeV}$ 的前置放大器来说, 对于能量为1MeV的射线, 当 $\overline{n} = 10 \text{kc/s}$ 时, 动态范围要大于7伏才行。

可见, 由于信号堆积, 电荷灵敏前置放大器必须有足够大的动态范围, 一般不小于几伏。实际上, 动态范围是指在一定非线性失真下的最大输出幅度, 所以这一性能指标常与微分或积分非线性指标同时给出。有时也用一定能量射线的最高计数率来表示动态范围的大小。

如果把图2.2.2的直流耦合改成交流耦合, 如图2.2.4所示, 输入端用 C_o 作隔直电容, 这就是交流耦合型电荷灵敏前置放大器。此时输出 V_o 将由于隔直不存在直流成份, 即平均值 $\overline{V_o}$ 等于零。与上面直流耦合方式相比较, 在同样的非线性要求下, 前置放大器的输出动态

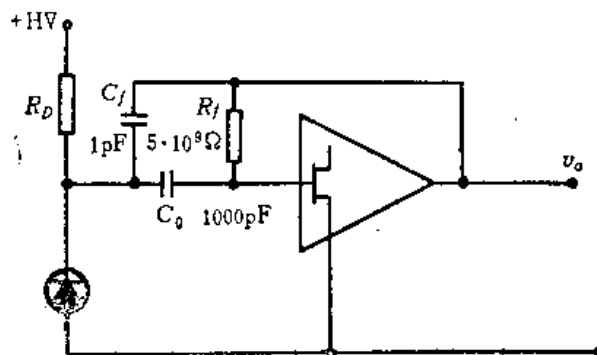


图2.2.4 交流耦合型电荷灵敏前置放大器

范围和时间常数不变, 那么交流耦合系统比直流耦合系统可以允许在较高的计数率下工作 (当然, 以后还要看到, 对整个能谱测量系统, 其最高计数率不只决定于前置放大器, 还与主放大器的成形网络参数有关)。

上述电荷灵敏放大器的主要指标, 为具体电路的设计考虑和分析研究明确了要求。但应该注意各项指标的性能高低, 需要结合具体物理实验的需要, 全面权衡考虑, 因为实际上有些指标是相互牵制、制约的, 不应该片面地强调某一指标, 而应综合全局考虑, 才能作出适合自己工作的前置放大器。

二、电荷灵敏前置放大器的基本电路和实例分析

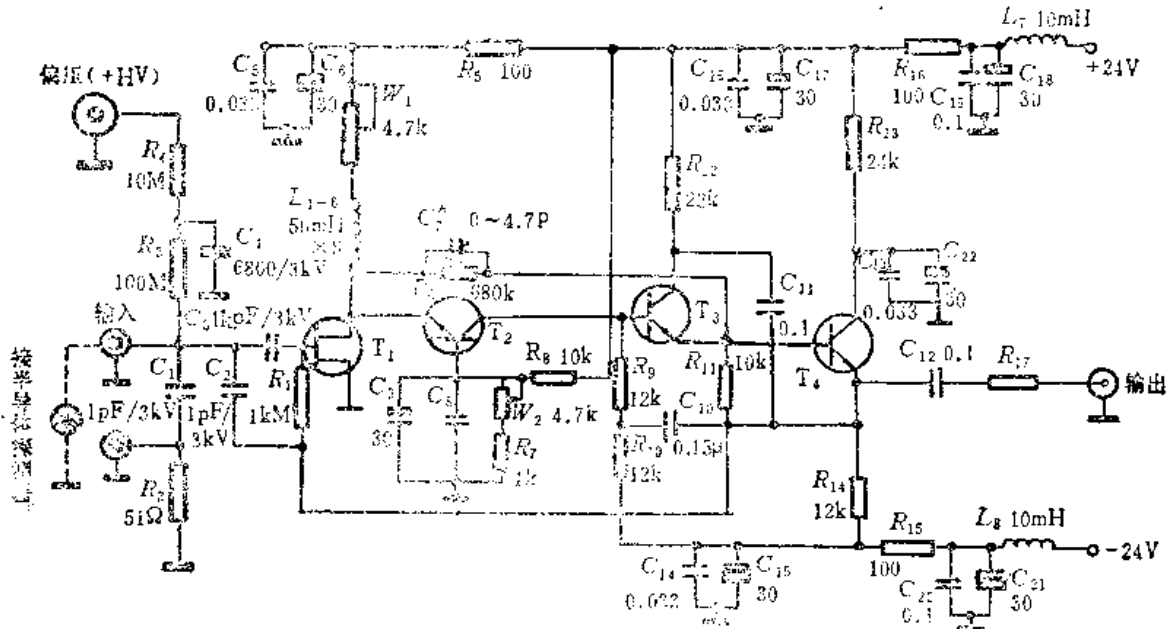


图2.2.5 阻容反馈式电荷灵敏前置放大器实例

图2.2.5给出阻容反馈型电荷灵敏前置放大器实例，它与金硅面垒型或锗锂漂移型半导体探测器等配合使用，也可与有关标准核仪器插件组成 α 或 β 谱仪。对 ^{241}Am (5.486MeV)分辨率可小于0.8%，噪声可小于 $2.2\text{keV} + 0.05\text{keV/pF(Si)}$

1. 电路分析

图2.2.5所示的电荷灵敏前置放大器的形式就是带有反馈电容 C_f 的运算放大器，整个电路实际上是输入级 T_1 ，放大级 T_2 ，输出级 T_3 、 T_4 组成的直接耦合的电荷灵敏前置放大器。

半导体探测器直接连接在输入端，以减小分布电容，正偏压通过电阻、电容 (R_1 、 C_1) 滤波和负载电阻 R_3 加到探测器上，输入端经交流耦合电容 C_2 到第一级放大电路， C_2 采用漏电流小的高压电容，测试信号从检验端加入，输入电阻为 50Ω ，检验电容 C_1 为pF，它把测试用的快电压脉冲转换成电荷。反馈电路由 (C_2 、 R_3) 组成，为提高转换增益， C_2 采用 $1\text{pF}/3\text{kV}$ ， R_3 为泄放电阻 ($10^9\Omega$)。

第一级 T_1 采用低噪声的N沟道结型场效应管 (3DJ7G)，电路的静态工作点由 W_1 和 W_2 调整。调节 W_2 使场效应管工作于合适的漏极电压，调节 W_1 ，改变 T_1 管的漏极电流，从而改变输出电压，通过反馈改变 T_1 的栅极电位，通常使其接近零偏压，从而使 T_1 发射极电位 ≤ -0.5 伏，这时 T_1 管工作在最大跨导区域，噪声低。要特别注意，调整必须在第一级高阻抗部分屏蔽良好的条件下进行。此外， T_1 管的漏极串接电感负载，以增大输入级动态负载，提高开环增益。

第二级是放大级， T_2 采用反向漏电流小而 β 大的PNP管组成的共基放大电路。这种电路有频带较宽，工作稳定等优点，而且在 T_2 电路上加了自举电容 C_6 ，使动态电阻大大增加，可以得到较大的电压放大倍数。

第三级为输出级, 采用 T_3 、 T_4 (3DG11F, $\times 2$), 前后级直接耦合的二级射极跟随器。这样, 可以提高输出负载能力, 电压增益 $A_3 \approx 0.98 \approx 1$, 电流增益较大, 使输出阻抗小于 50Ω 。 T_4 管发射极通过负反馈电容 C 和反馈电阻 R_1 连到 T_1 栅极, 以实现阻容反馈的电荷灵敏结构。

需要指出, 自后级电路连到 T_1 管漏极的较小的正反馈 $R_6 C_7$ 电路, 是用来改善输出脉冲的上升时间, 以适用于输入端连接不同探测器时, 不同的结电容对上升时间的影响, 适当保证较快的响应速度。

为了减少电源纹波的影响和由电源内阻耦合造成的寄生振荡现象, 采用了多级 LC 和 RC 退耦电路。

2. 定量估算

在上述定性分析电路的基础上, 估算电路的主要性能指标。

(1) 电路的开环增益 A_o

假设射极跟随器电压增益接近于 1 (实际 $A_3 \approx 0.98$), 而且输入电阻足够大; 另外, T_2 共基电路的输入电阻远小于 T_1 的漏极负载电阻; 不计电路的过渡过程, 此时输出电压 v_o 可近似表示为

$$v_o \approx v_{o3} \approx i_{e2} \cdot R_{a2} = -i_{c1} \cdot R_{a2} = -g_m \cdot V_{i1} \cdot R_{a2} \quad (2.2.8)$$

脚码 1, 2, 3 分别代表 T_1 、 T_2 、 T_3 管, g_m 则为 T_1 管的跨导。输出幅度为:

$$|V_{oM}| = g_m \cdot R_{a2} \cdot |V_{iM}|$$

$$\text{开环电压增益 } A_o = \frac{|V_{oM}|}{|V_{iM}|} = g_m \cdot R_{a2} \quad (2.2.9)$$

即 A_o 主要取决于 T_1 管的跨导和 T_2 管的等效负载 R_{a2} 。为了获得高的电压增益, 主要应设法提高 R_{a2} , 但单纯提高 R_{a2} 有一定局限性 (会影响上升时间), 所以采用自举电路, 通过电容 C_{10} 的自举作用, 使得动态等效电阻成为 R'_{a2} 。

$$R'_{a2} = R_{a2} / (1 - A_3) \approx 50 R_{a2}$$

设场效应管 $g_m = 5 \text{ mA/V}$, $R_{a2} = 12 \text{ k}\Omega$, 则上述电路电压增益 $A_o = g_m \cdot R'_{a2} \approx 3000$ 倍。

(2) 上升时间

在实际测量中, 常利用具有快速前沿的电压信号 V_i 通过一个小容量的检验电容 C_1 , 当放大器输入电容远大于 C_1 时, 近似在信号端注入了电荷量为 $V_i C_1$ 的冲击电流信号。若不计探测器电流脉冲的持续时间、探测器极间电容以及探测器负载的影响, 现仅分析前置放大器的上升时间 t_{ro} 。

设 T_2 集极对地电容为 C_{a2} , 在不考虑反馈时, 上升时间为 $2.2 R_{a2} \cdot C_{a2}$, 对图 2.2.5 的实际电路要考虑负反馈的影响, 此时输出电压的上升时间 t_{ro} 减小为开环时的 $\frac{1}{1 + A_o F}$, 即有

$$t_{ro} = \frac{2.2 R_{a2} C_{a2}}{1 + A_o F} \quad (2.2.10)$$

由于 R_f 相对较大, 在几十微秒时间内可以认为是开路, 因此通过电容 C_f 的负反馈系数 F

$$F = \frac{C_f}{C_i + C_f} \approx \frac{C_f}{C_i}$$

当反馈深度 $A_o F \gg 1$ 时, 代入上面的 A_o 、 F 值, 可得

$$t_{ro} = \frac{2.2C_a(C_i + C_f)}{g_m \cdot C_f} \quad (2.2.11)$$

如 $C_a = 5\text{pF}$, $C_i \leq 10\text{pF}$, $g_m = 5\text{mA/V}$, $C_f = 1\text{pF}$ 。则可算出: $t_{ro} \approx 22\text{ns}$ 。由于探测器极间电容影响 C_i 而使 t_{ro} 变化, 常用上升时间斜率衡量这一影响, 定义为输入电容每增加 1pF 的上升时间增量 (单位: ns/pF)。由 (2.2.11) 式还可估算输出电压上升时间的稳定性。

分别考虑 C_i 和 g_m 变化时, 则有

$$dt_{ro} = t_{ro} \cdot \frac{dC_i}{C_i}$$

$$dt_{ro} = t_{ro} \cdot \frac{dg_m}{g_m}$$

可以估算出, 如 $t_{ro} \approx 20\text{ns}$, $\frac{dC_i}{C_i} \leq 0.05$, 则 $dt_{ro} < 1\text{ns} \ll 20\text{ns}$, 此时, 对能量分辨率的影响可忽略不计。

下面给出另一个快电荷灵敏前置放大器的实例, 如图 2.2.6 所示。其基本工作原理和图 2.2.5 类似, 为了加快上升时间和提高电荷灵敏度, 采取了改进措施。电路是由电荷灵敏放大级 (T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_4)、极零相消电路 (C_{15} , R_{17} 和 W_2) 和电压放大级 (T_5 、 T_6 、 T_7) 组成。建议读者自行练习分析。

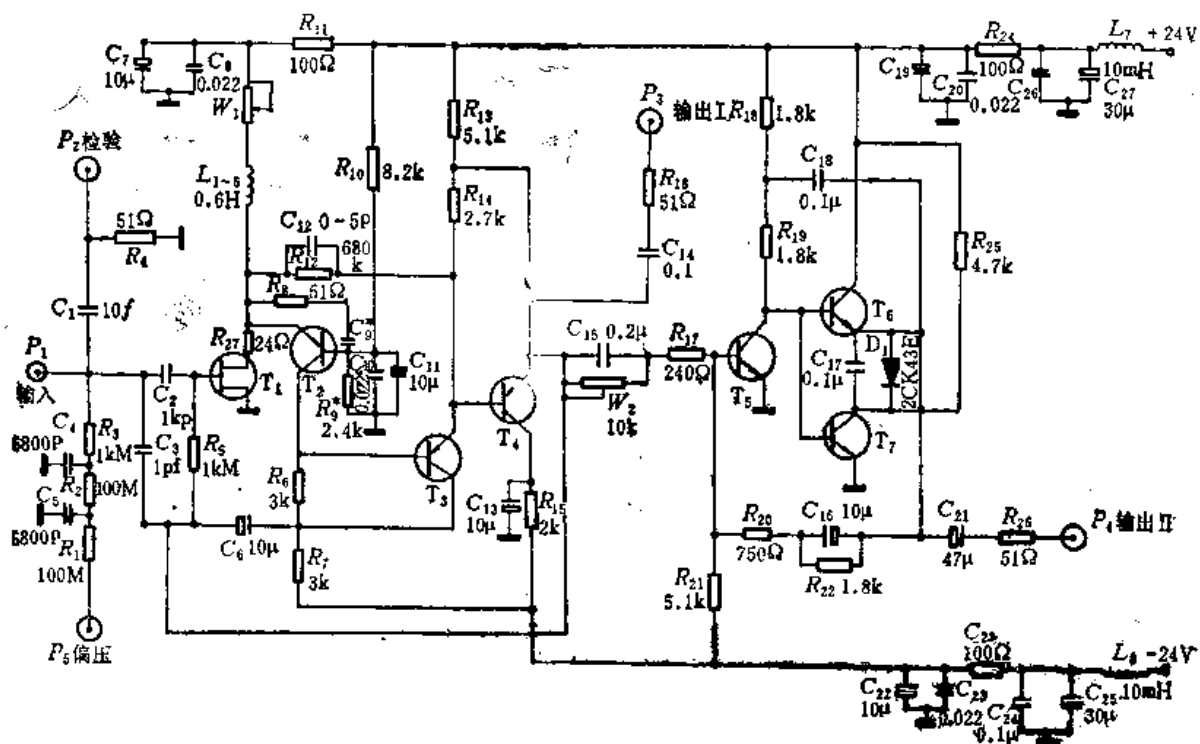


图 2.2.6 快电荷灵敏前置放大器电路原理图

三、电荷灵敏前置放大器的噪声分析和抑制措施

如前所述, 对于高分辨率的能谱测量装置, 要求探测器-放大器系统的信噪比尽可能高。

在放大器中一般只考虑在前置放大器第一级减小噪声。因为第一级产生的噪声为后面各级放大电路所放大，它在决定整个装置的噪声中起着主要的作用。

下面以常用的半导体探测器配噪声较小的结型场效应管作输入级的电荷灵敏前置放大器所组成的系统来分析噪声。

1. 前置放大器的串联噪声和并联噪声

探测器-前置放大器第一级的信号和主要噪声源的等效电路，如图2.2.7所示。噪声源按其在电路中的位置分为并联电流噪声源和串联电压噪声源。如果把串联电压噪声也转化成并联形式，就可得出总的噪声表达式。

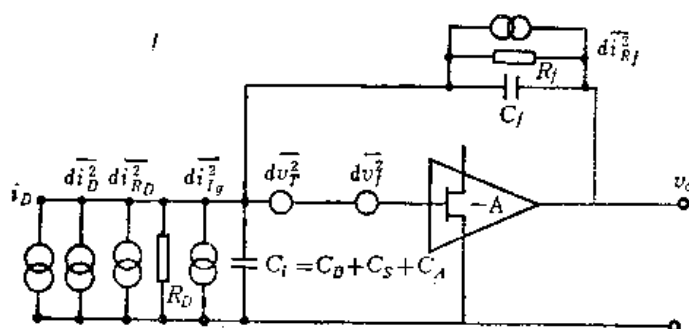


图2.2.7 探测器-前置放大器的信号和噪声

写出图2.2.7中各噪声源的表达式如下：

$\overline{di_D^2} = 2eI_D df$ ，探测器漏电流 I_D 的噪声

$\overline{di_{R_D}^2} = \frac{4kT}{R_D} df$ ，电阻 R_D 热噪声

$\overline{di_{I_g}^2} = 2eI_g df$ ，场效应管栅极漏电流 I_g 的噪声

$\overline{dv_T^2} = \frac{8}{3} \frac{kT}{g_m} df$ ，场效应管沟道热噪声

$\overline{dv_f^2} = \frac{Af}{f} df$ ，场效应管闪烁噪声

$\overline{di_{R_f}^2} = \frac{4kT}{R_f} df$ ，反馈电阻 R_f 的热噪声

(场效应管的栅极感应噪声，由于工艺改进，通常可忽略)

(1) 并联电流噪声源：在图2.2.7中，下面三种等效噪声电流源， $\overline{di_D^2}$ ， $\overline{di_{R_D}^2}$ ， $\overline{di_{I_g}^2}$ 是与信号源 i_D 并联的。反馈电阻 R_f 的电流噪声 $\overline{di_{R_f}^2}$ 也可以近似看作与信号电流并联，因为放大器的输出阻抗通常很小，对于 $\overline{di_{R_f}^2}$ 来说，就相当于并联在放大器的输入端。

(2) 串联电压噪声源

场效应管沟道热噪声 $\overline{dv_T^2}$ 和闪烁噪声 $\overline{dv_f^2}$ 为等效在输入端的串联电压噪声源。为了与并联电流噪声源进行比较，我们将这种电压噪声源等效为与信号 i_D 并联的电流噪声源。

为统一写出总噪声表达式，我们把串联电压噪声 $\overline{dv^2}$ ，按其对输出端的贡献，可以等效

为图2.2.8(b)那样的并联电流噪声 $\overline{di^2}$ ， $\overline{di^2}$ 和 $\overline{dv^2}$ 的关系取决于电路类型和参数。在图2.2.7中，电阻 R_D 、 R_S 和 R_f 通常都达到 $10^6\Omega$ 以上，与并联电容的阻抗比起来，这些电阻通常可以忽略。因此，在计算 $\overline{di^2}$ 与 $\overline{dv^2}$ 的关系时，可以忽略这些电阻对电路阻抗的贡献。在图2.2.8中就只画出了起主要作用的电容 C_i 、 C_f 。其中图(a)表示串联电压噪声的电路，图(b)表示并联电流噪声的电路。

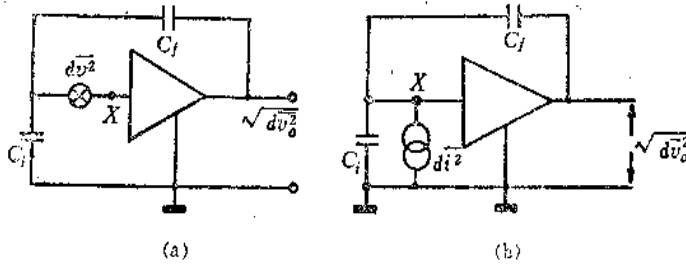


图2.2.8 (a) 串联电压噪声 $\overline{dv^2}$ 电路 (b) 并联电流噪声 $\overline{di^2}$ 电路

考虑(a)，(b)二个电路等效，其输出 $\overline{dv_o^2}$ 应完全相等。

由图(a)，当反馈足够深时，X为虚地点，

$$\therefore \sqrt{\overline{dv_o^2}} \cdot \frac{C_f}{C_i + C_f} = \sqrt{\overline{dv^2}} \quad (2.2.12)$$

由图(b)，同样由于X为虚地点

$$\therefore \sqrt{\overline{di^2}} \cdot \left(\frac{1}{j\omega C_f} \right) = \sqrt{\overline{dv_o^2}} \quad (2.2.13)$$

由(2.2.12)式和(2.2.13)式可得：

$$\overline{di^2} = |j\omega(C_i + C_f)|^2 \overline{dv^2}$$

令 $C_x = C_i + C_f$ (其中 $C_i = C_D + C_S + C_A$)

$$\text{则: } \overline{di^2} = (\omega C_x)^2 \overline{dv^2} \quad (2.2.14)$$

据上式可知，串联电压噪声 $\overline{dv^2}$ 乘以 C_x 的电纳的模的平方，就可等效为并联电流噪声 $\overline{di^2}$ 。值得注意的是，这里 C_x 的并联在前置放大器输入端的不计及放大器放大作用的总电容，称为冷电容。

$$C_x = C_D + C_S + C_A + C_f \quad (2.2.15)$$

在把串联电压噪声折算为并联电流噪声时，只与前置放大器输入端的冷电容 C_x 有关， C_x 越大，等效的并联电流噪声就越大。由于 C_f 本身不大，冷电容是由输入端的总电容 C_i 起决定作用的。

注意“冷电容”与前置放大器输入电容的区别，后者不能忽略 C_f 的作用，因 $C_{if} = C_i + (1 + A_o)C_f$ ，式中后一项起重要作用。

经应用(2.2.4)式，分别给出了与串联电压噪声 $\overline{dv_o^2}$ 、 $\overline{dv_f^2}$ 相等效的并联电流噪声：

$$\overline{di_o^2} = (\omega C_x)^2 \cdot \left(\frac{8}{3} \frac{kT}{g_m} \right) \cdot df \quad (2.2.16)$$

$$\overline{di_f^2} = (\omega \cdot C_z)^2 \cdot \frac{A_f}{f} \cdot df = C_z A_f \omega d\omega \quad (2.2.17)$$

2. 前置放大器中a噪声和b噪声和c噪声

在前置放大器中, 当输入端噪声全等效为并联电流噪声后, 根据其频率的依赖关系, 可将它们分为三部分, 称之为a噪声, b噪声和c噪声。

a噪声——与 ω^2 成正比的输入并联电流噪声,

$$\overline{di_a^2} = \overline{di_s^2} \quad (2.2.18)$$

b噪声——与 ω 无关的输入并联电流噪声,

$$\overline{di_b^2} = \overline{di_D^2} + \overline{di_f^2} + \overline{di_{R_D}^2} + \overline{di_{R_f}^2} \quad (2.2.19)$$

c噪声——与 ω 成正比的输入并联电流噪声,

$$\overline{di_c^2} = \overline{di_f^2} \quad (2.2.20)$$

代入各噪声分量的表示式, 整理后得

$$\overline{di_a^2} = a_i^2 \omega^2 d\omega;$$

$$\overline{di_b^2} = b_i^2 d\omega;$$

$$\overline{di_c^2} = c_i^2 \omega d\omega$$

其中

$$a_i^2 = \frac{4kT}{3\pi g_m} C_z^2;$$

$$b_i^2 = \frac{1}{2\pi} \left(2e(I_D + I_f) + \frac{4kT}{R_D // R_f} \right);$$

$$C_i^2 = A_f C_z^2;$$

$$d\omega = 2\pi df$$

输入端总的并联电流噪声:

$$\overline{di_{a_i}^2} = \overline{di_a^2} + \overline{di_b^2} + \overline{di_c^2} = (a_i^2 \omega^2 + b_i^2 + C_i^2 \omega) d\omega. \quad (2.2.21)$$

以a、b、c输入并联电流噪声表示的等效电路画于图2.2.9(a)中。

因为a噪声只来源于串联噪声, b噪声只来源于并联噪声。所以在有的文献中也将a噪声称为串联噪声, 将b噪声称为并联噪声。c噪声有时可忽略, 这时前置放大器的噪声只包括两

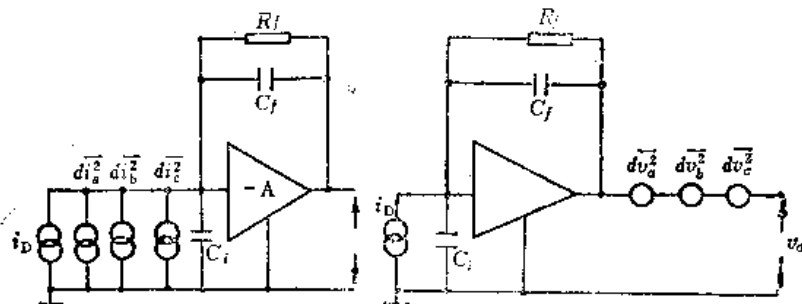


图2.2.9 电荷灵敏前置放大器的a、b、c噪声等效电路

(a) 等效到前置放大器输入端的a、b、c电流噪声 (b) 等效到前置放大器输出端a、b、c电压噪声

种：串联噪声和并联噪声。

可以将前置放大器的 a 、 b 、 c 输入电流噪声等效为输出电压噪声。见图2.2.9 (b)。

由于 $d\bar{v}_o^2 = d\bar{i}_i^2 / (\omega C_f)^2$

令： $a^2 = a_i^2 / C_f^2$ ， $b^2 = b_i^2 / C_f^2$ ， $c^2 = C_i^2 / C_f^2$

则 $d\bar{v}_a^2 = a^2 d\omega$ ， $d\bar{v}_b^2 = \frac{b^2}{\omega^2} d\omega$ ， $d\bar{v}_c^2 = \frac{c^2}{\omega} d\omega$

等效到前置放大器输出端的总电压噪声：

$$d\bar{v}_{no}^2 = d\bar{v}_a^2 + d\bar{v}_b^2 + d\bar{v}_c^2 = (a^2 + b^2/\omega^2 + c^2/\omega) d\omega \quad (2.2.22)$$

可见，噪声的功率谱密度即为 $S_v(\omega) = (a^2 + b^2/\omega^2 + c^2/\omega)$ 。这一噪声总表达式是很有用的，它为进一步抑制噪声，提高信噪比提供了理论依据。

3. 降低前置放大器噪声的措施

从理论分析和实际测量上，为降低噪声，可以采取以下措施：

(1) 输入级采用低噪声器件。目前低温运用的结型场效应管具有最低的噪声，在常温下，结型场效应管的噪声也比晶体管小得多，所以一般均采用低噪声场效应管作输入级放大管，而且往往从大量低噪声管里再筛选出来跨导较大，而噪声更小的器件。

(2) 低温运用。当温度 T 低时， a 噪声较小，而且由于探测器漏电流 I_D 及场效应管栅极漏电流 I_g 减少使 b 噪声也减少，特别是场效应管的跨导也与温度 T 有关，在一定低温范围内， g_m 值要比常温 T 大一倍左右。理论和实践都证明：半导体探测器〔如Ge (Li) 或Si (Li) 探测器〕与场效应管都工作在液氮 (77K) 低温状态，可以显著改善谱仪系统的噪声性能。

(3) 减少冷电容 C_E 。因为 $C_E = C_D + C_S + C_A + C_f$ ，除 C_D 、 C_A 外， C_S 可采用输入级紧靠探测器的办法来减少， C_f 则采用合适的反馈电容。若 C_f 大则噪声大，而 C_f 过小，则反馈深度相应较小，会使输出幅度稳定性变坏，这两者都将使能量分辨率降低，所以实际上 C_f 常取0.1—1 pf之间，并要求温度稳定性好。为此常选用高压陶瓷零温度系数电容器作为反馈电容。

(4) 反馈电阻 R_f 和探测器负载电阻 R_D ，常通过实验选用低噪声电阻，阻值一般在 $10^3 \Omega$ — $10^{10} \Omega$ 左右。可采用真空兆欧合成膜电阻或金属膜电阻，并处于低温工作，以降低其热噪声。

除了上述措施外，从输出噪声电压与频率的关系曲线可知，用滤波网络来限制频带宽度，也可进一步抑制噪声，并可调节其时间常数，选择最佳信噪比。这些，因前置放大器所处的空间限制，调节不便，由主放大器来处理。

四、电荷灵敏前置放大器的进一步改进

对阻容反馈 (C_f - R_f) 电荷灵敏前置放大器的分析可知，泄放电阻 R_f 是噪声产生的主要来源之一，实际上它对噪声的贡献要比理论值大。为了进一步降低噪声，提高系统能量分辨率，可以考虑去掉 R_f ，但这时必须设法释放 C_f 上不断积累的信号电荷。

因此在阻容反馈电荷灵敏前置放大器基础上又发展了脉冲光反馈，漏反馈和晶体管复位等方法来解决。

1. 脉冲光反馈电荷灵敏前置放大器

使 C_f 释放电荷的一种方法是利用脉冲光电反馈系统，如图2.2.10所示。探测器每输出

一个电流脉冲 $Q\delta(t)$ 时,前置放大器输出电压将增加 Q/C_f ;因为 $R_f \rightarrow \infty$,所以每一个电压阶后增量基本上不变,这样,输出电压瞬时值 V_o 不断增加,当 V_o 达到施密特触发器上阈值 V_H 时,触发器输出低电平,使原来截止的发光二极管LED导电发光,剥去外壳的场效应管在光作用下,栅沟道结反向电阻下降,栅流 I_g 增加, C_f 就可以由这个电阻放电。 C_f 放电期间输出电压 V_o 下降。到 V_o 降至施密特触发器下阈 V_L 时,触发器复原,输出高电平,LED截止,前置放大器重新进入工作状态。这段时间称为恢复时间,如图2.2.10(b)所示

电压 V_o 经微分与信号选通电路后,取出工作时间内的信号 V_o' ,在恢复时间内,场效应管的栅流噪声对信号不产生影响。

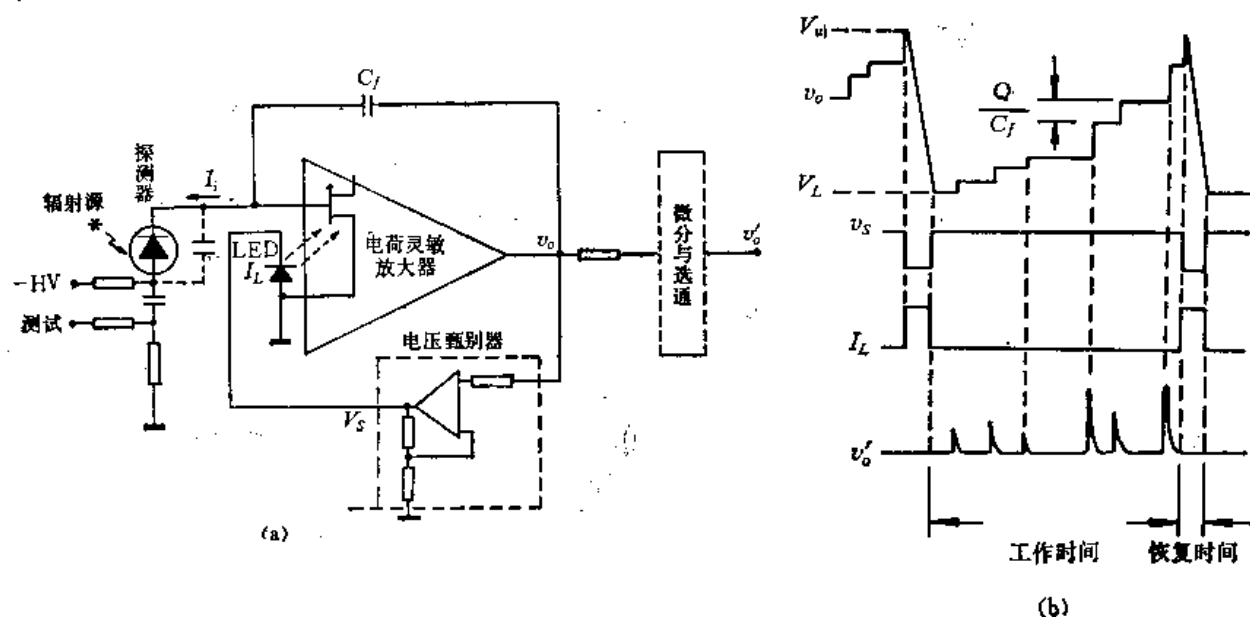


图2.2.10 采用脉冲光反馈法的电荷灵敏放大器
(a) 脉冲光反馈电路原理 (b) 波形分析

2. 漏反馈电荷灵敏前置放大器

利用场效应管的栅流 I_g 也可以使反馈电容 C_f 放电,与光反馈系统不同的是,栅流的大小由场效应管源、漏极之间的电压 V_{DS} 控制。

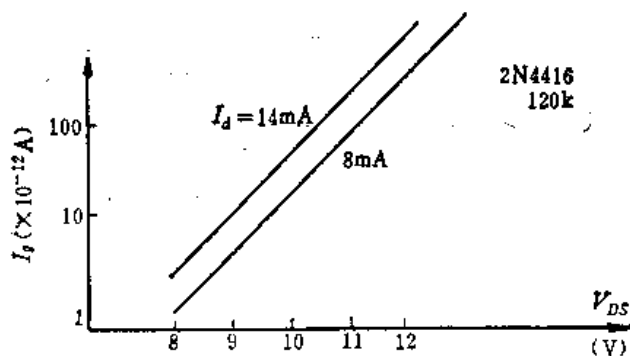


图2.2.11 N-沟道场效应管的栅流(I_g)与漏-源电压(V_{DS})关系曲线

如图2.2.11所示,N沟道场效应管栅极电流 I_g 与漏源电压 V_{DS} 有关,当 V_{DS} 超过某一数值后, I_g 随 V_{DS} 增加而很快增加。因此,可以通过 V_{DS} 控制 I_g 的大小。图2.2.12是利用结

型场效应管这一特性构成的漏反馈电荷灵敏前置放大器原理图。

探测器输出的电流脉冲 i_D 在反馈电容 C_f 上不断积累电荷，放大器输出电压逐渐增长，此电压经积分后加至场效应管漏极上，使栅流 I_g 增加，从而 C_f 上积累的电荷减少。当单位时间内 C_f 上积累与释放的电荷达到平衡时，电路达到动平衡状态。在计数率低时，栅流很小，因此分辨可较高。

在计数率高时，栅流增加，电路的分辨变坏，可以用类似脉冲光反馈的方法，以脉冲形式释放 C_f 上不断积累的信号电荷。在工作期间，漏反馈电路断开，此时漏极电压较低，栅流很小，在射线作用下，输出电压不断上升。当输出电压达到一定数值时，漏反馈电路接通，这时漏极电压较高，栅流较大，使 C_f 迅速放电，然后电路恢复至起始状态。与脉冲光反馈一样，它在工作期间取出信号，恢复期间内的栅流噪声对信号不起影响。因此，在计数率较高时，仍可获得良好的分辨率。

3. 晶体管复位电荷灵敏前置放大器

近年来，由于选用噪声小、结电容小的晶体管，发展了另一种采用晶体管复位的电荷灵敏前置放大器。

在图2.1.13中，T的集电极连到场效应管栅极，在正常的测量工作时，由于复位逻辑单元中 I_1 的存在， $I_1 > I_D$ ，使二极管D导通，则T的发射极电压 V_e 小于5伏，此时T断开，不起作用，即对场效应管不产生影响。

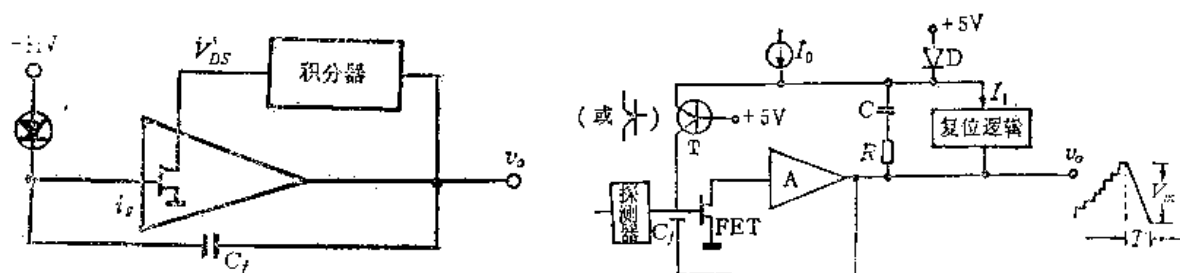


图2.2.12 采用漏反馈方法的电荷灵敏前置放大器 图2.2.13 晶体管复位电荷灵敏前置放大电路结构

当接连的输入信号使该前置放大电路输出升到给定电平 V_M 时，此时驱动复位逻辑，使 I_1 断开，恒流源 I_0 对 C 充电， V_e 上升，则T导通，并使 C_f 上的电荷放电，复位到起始状态，其输出波形如图中所示。

采取上述措施后，该电荷灵敏放大器的固有噪声线宽可降至100eV左右。它常用于高计数率、高分辨的能谱仪中。

五、电荷灵敏前置放大器噪声的实验测量

在能谱测量中，前置放大器或探测器-前置放大器系统的噪声通常以噪声线宽表示。噪声线宽定义为上述装置对谱峰半高宽度的贡献。下面介绍国际电工委员会推荐的几种测量方法。

1. 根据噪声对信号幅度谱的展宽测量噪声

这种测量方法的原理是，等幅度的信号输入待测装置时，其输出信号幅度谱的半高宽度

相当于噪声线宽。测量装置如图 2.2.14 所示,

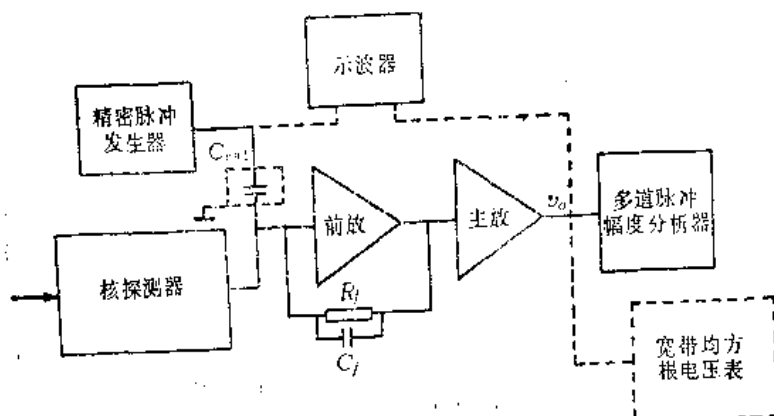


图 2.2.14 用脉冲幅度分布测量噪声线宽的方框图

具体测量步骤如下:

(1) 标定多道脉冲幅度分析器。选择适当的、具有两个或两个以上能量的辐射源, 例如, ^{55}Fe (5.894keV, 6.490keV), 由幅度分析器测量出其幅度谱 (见图 2.2.15) 计算出每道相应的能量: $(E_2 - E_1) / (X_2 - X_1)$ 。式中 X_1 、 X_2 为相应峰的中心道数。

(2) 移去辐射源, 测量噪声线宽, 由精密脉冲发生器输出固定幅度的信号。如果没有噪声, 幅度分析器测得单线谱, 但由于噪声存在, 测得为幅度分布谱曲线 (见图 2.2.16), 谱的半高宽就代表了该系统的噪声线宽。它的大小主要由探测器和前置放大器的噪声决定。设半高宽占据的道数为 FWHM_x , 则该系统以能量为单位的噪声线宽

$$\text{FWHM}_{NE} = (\text{FWHM}_x) \cdot \frac{E_2 - E_1}{X_2 - X_1} \quad (2.2.23)$$

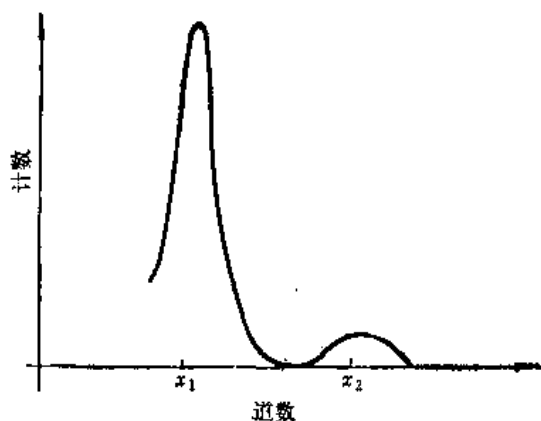


图 2.2.15 ^{55}Fe 的幅度谱曲线

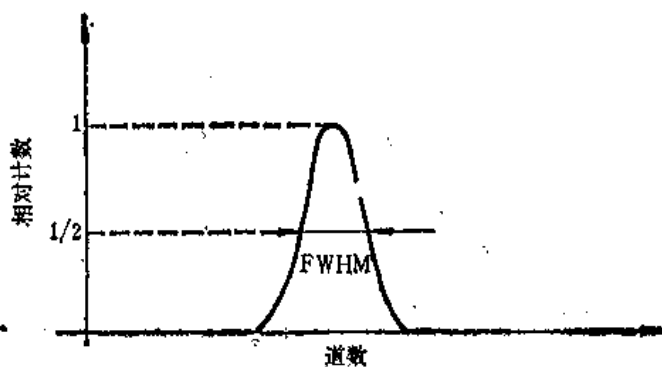


图 2.2.16 由脉冲发生器输入固定幅度信号时测量得的谱曲线

为了保证精度, 在标定幅度分析器和测量噪声线宽时, 应调节好系统的放大倍数和输入信号幅度, 以使每个峰的最高计数道的计数也要足够高。一般取 7—8 道以及几千个计数。

如果要测量除探测器外的电子学系统的噪声, 测量时, 应将探测器和前置放大器的连线断开。

对精密脉冲发生器输出的信号应满足以下要求：

上升要足够快，上升时间不大于主放大器中最短微分时间常数的20%。衰减足够慢，在主放大器输出脉冲达到高峰的时刻，衰减不超过其高度的2%。推荐的数据是上升时间小于20ns，衰减时间常数大于100μs。输入端定标电容器Ccal，最好选用三端型电容器（有一屏蔽端接地），安装在前置放大器内，其值取1pF。

(3) 也可以不用辐射源，而用已校准的脉冲发生器测量噪声线宽，如以脉冲发生器先后输出两种幅度 V_{p1} 、 V_{p2} 的脉冲，由幅度分析器测出相应的两个谱峰（见图2.2.17），峰中心道址 x_1 与 x_2 之间每道所代表的输入电压等于 $(V_{p2} - V_{p1}) / (x_2 - x_1)$ ；考虑到定标电容Ccal远小于前置放大器的输入电容，则每道代表的输入电荷量为 $(V_{p2} - V_{p1}) \cdot C_{cal} / (x_2 - x_1)$ 。因此，以电荷为单位的噪声线宽：

$$FWHM_{NC} = \frac{V_{p2} - V_{p1}}{x_2 - x_1} \cdot C_{cal} \cdot (FWHM_X) \quad (2.2.24)$$

探测器输出电荷 Q 与入射粒子能量 E 之间满足 $Q = eE/w$ ，因此，以能量为单位的噪声线宽

$$FWHM_{NE} = \frac{\bar{w}}{e} FWHM_{NC} \quad (2.2.25)$$

式中 e 为电子电荷， $\bar{w}$ 为平均电离能。

2. 用示波器和宽频带电压表测量噪声

将图2.2.14中幅度分析器代之以宽频带均方根电压表，在无信号输入时，测量系统输出电压的均方根值 $\bar{V}_o$ ，则以电压为单位的噪声线宽

$$FWHM_{NV} = 2.36 \bar{V}_o \quad (2.2.26)$$

为了得到以电荷为单位的噪声线宽，可用以下方法进行换算。由脉冲发生器输入已知幅度 V_p 的信号，用示波器测量系统的输出电压幅度 V_o ，因为这时输入电荷为 $V_p C_{cal}$ ，则：

$$\frac{FWHM_{NV}}{FWHM_{NC}} = \frac{V_o}{V_p C_{cal}}$$

代入上式得

$$FWHM_{NC} = 2.36 \frac{V_p}{V_o} C_{cal} \bar{V}_o \quad (2.2.27)$$

也可由(2.2.25)式将 $FWHM_{NC}$ 换算成 $FWHM_{NE}$ 。

$$FWHM_{NE} = \frac{\bar{w}}{e} FWHM_{NC} = 2.36 \frac{V_p}{V_o} C_{cal} \bar{V}_o \frac{\bar{w}}{e}$$

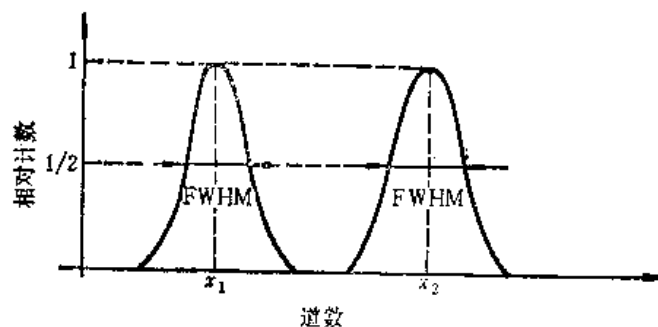


图2.2.17 精密脉冲发生器输入两种不同幅度的信号时，放大器输出信号的幅度谱

这里测量用电压表的上限频率至少要为成形网络频率特性中心频率的10倍，以保证把放

大器输出端各种噪声分量都包含在测量范围内。电压表的3db带宽一般应在10MHz以上。应当注意，一般电压表常响应于输入信号的整流平均值，并按纯正弦输入信号刻度为有效值，用这种表测量噪声时，其读数应再乘以1.13才是所测的噪声电压的有效值（注：对纯正弦信号，有效值和平均值之比为1.11，对随机噪声电压，其有效值和平均值之比为1.26，故校正因子为 $\frac{1.26}{1.11}=1.13$ ）。

当系统内有偏置放大器（只放大超过偏置电压那部分的信号）或基线恢复器改变了噪声特性时，不能用电压表方法，而只能用多道分析器方法测量噪声。

所以，当给出前置放大器或系统的噪声线宽时，应阐明标定方法以及放大器的峰化时间（成形脉冲的达峰时间或成形电路的时间参数）。如果测量的是电子学系统的噪声线宽，应标出在外电容为零时的噪声线宽，并提供噪声随外接电容变化的关系曲线。相应于一定的探测器材料，对应于某一定的平均电离能 $\bar{w}$ ，则噪声线宽可用能量为单位给出。

§ 3 电压(灵敏)前置放大器

电压前置放大器常与闪烁探测器或气体探测器配合使用，电路较简单。不同探测器对电压前置放大器的要求不一样，如配合光电倍增管时，由于输出信号幅度较大，仅配一级射极跟随器即可；而对于气体电离室或正比计数管，由于输出信号较小，需有较大的放大倍数（相应要求较低的噪声）；如用作时间测量时，则主要考虑需有较快的上升时间和足够的放大倍数。

电压前置放大器的一般电路形式如图2.3.1所示：

为了提高工作稳定性，并改善上升时间，采用了一定的负反馈。此时放大器增益：

$$A = V_o / V_i = (R_2 + R_1) / R_1 \quad (2.3.1)$$

一般说来，电压灵敏前置放大器的噪声要比电荷灵敏前置放大器的噪声大，因此往往不直接作为前置级，但作为电荷灵敏前置放大器的后级电路，可使信号电压进一步放大（见图2.2.6中电压放大级）。

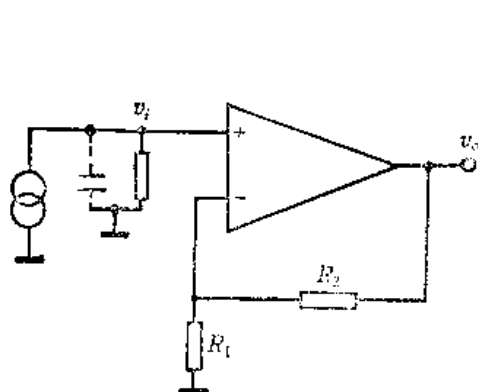


图2.3.1 电压（灵敏）放大电路

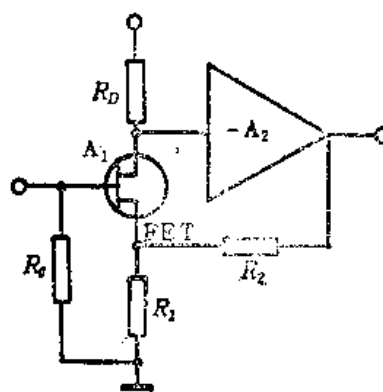


图2.3.2 FET电压灵敏前置放大器

对于闪烁探测器，为使探头输出可以远传，常直接采用跟随器形式的电压灵敏前置放大器。

结型场效应管FET具有高输入阻抗和低噪声的性能，仍常用来作为电压前置放大器的输入级。

图2.3.2给出采用FET作输入级的电压灵敏前置放大器原理图，用了电压串联负反馈。 R_D 为FET漏极电阻， R_g 为栅极电阻， R_1 和 R_2 为反馈电阻，反馈系数 $b = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ ，前级电压放大倍数为 A_1 ，后级电压放大倍数为 A_2 ，当 $b \cdot A_1 \cdot A_2 \gg 1$ 时，闭环放大倍数为 $A_f = \frac{1}{b} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$ ，只要 R_1 、 R_2 稳定，则 A_f 是稳定的。FET电压前置放大器的输入电阻由 R_g 决定，输入电容主要由FET的 C_{gs} 决定，约几pF。

图2.3.3是电压前置放大器的一个实例。输入端用结型场效应管接成共源极放大，经共射极放大级（ T_2 ）、共集电极电路（ T_3 、 T_4 ）组成电压串联负反馈环。反馈信号由 T_4 射极经电阻分压加到 T_1 的源极。为了提高开环增益， T_3 的输出又反馈到 T_2 集电极组成自举电路，使开环放大倍数可大于8000倍。 D_1 保护 T_1 ，避免探测器高压通或断时击穿 T_1 。各级间直流耦合，而且用PNP与NPN管配合。 T_2 、 T_3 管静态电流很小，以降低噪声。电压前置放大器的电压放大倍数为10；上升时间小于20ns；最大输出幅度3V；等效噪声电压0.25 μ V（输入端开路）；积分非线性小于0.3%；温度系数0.03%/°C。测量方法与电荷灵敏前置放大器类似。

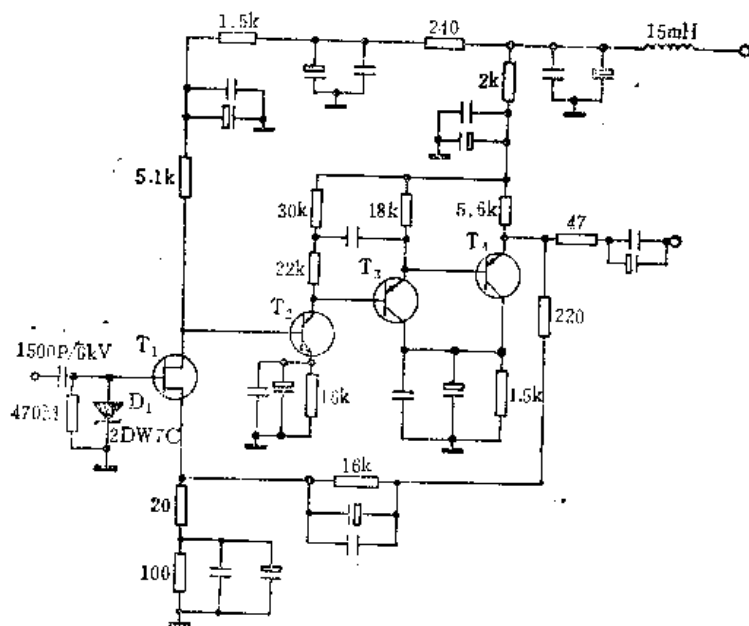


图2.3.3 电压灵敏前置放大器全图

§ 4 电流灵敏前置放大器

上面所讨论的电荷或电压灵敏前置放大器，其共同特点是：当探测器输出电流脉冲时，都对输入电容充电。

对电荷灵敏前置放大器：

$$V_{o.M} = \frac{Q_i}{C_{if}} = \frac{\int i dt}{C_{if}} \propto E$$

对电压灵敏前置放大器:

$$V_o = AV_i = A \cdot \frac{Q_i}{C_i} = A \cdot \frac{\int i dt}{C_i} \propto E$$

它们的输出信号幅度都与射线能量成正比, 所以均可用于能谱仪测量。但由于输入的电
流信号起了积分作用, 它们输出电压的波形如图2.4.1所示, 一般说来上升时间缓慢, 不能
给出快的时间响应, 即不宜对时间信息作精确测量, 而且有较长的后沿, 也易产生堆积, 不
利于较高计数率的测量。

所谓电流灵敏前置放大器就是对输入电流响应较快的放大器, 也称为快前置放大器, 它
是对探测器输入电流信号直接进行放大, 不是积分成电压, 而是输出电压或电流幅度与输入
电流成正比。

分析如图2.4.2所示的电路。

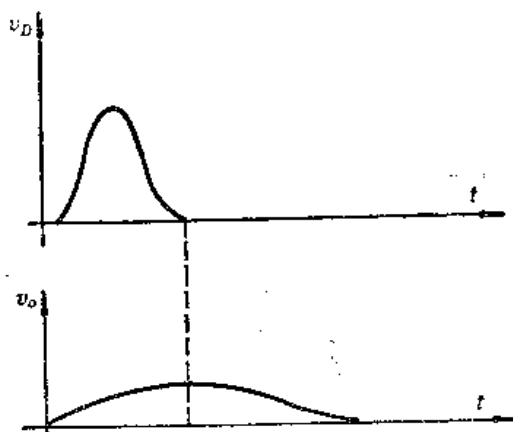


图2.4.1 时间响应问题

- (a) 探测器输出脉冲示意
(b) 积分后的输出电压脉冲

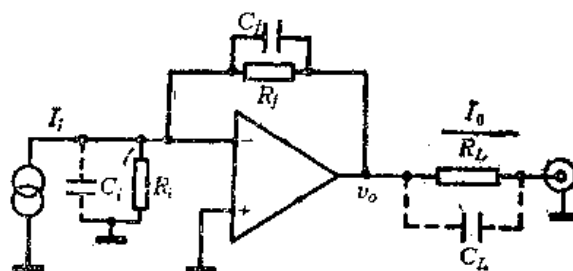


图2.4.2 电流(灵敏)前置放大器电路

当该电路负反馈电阻 R_f 取值较小时: (1) C_f 的并联作用可以忽略; (2) 若 $R_i \ll C_i$ 阻抗较大时, 对输入端阻抗来说 R_f 起主要作用, 而且是深度负反馈, 则由虚地原理

$$I_i \cdot R_f = V_D$$

即输出 $V_D \propto I_i$, 是与输入电流成正比的, 也就是说, 这种电路是对电流灵敏的。

如果将输出电压信号变成电流信号 I_o , 则由图可知: $I_o \cdot R_L = V_o = I_i \cdot R_f$

由此可以计算电流放大倍数

$$A_i = I_o / I_i = R_f / R_L \quad (2.4.1)$$

如果在远距离传输中, 存在负载电容 C_L , 则只要微调 C_f , 使满足: $R_f \cdot C_f = R_L \cdot C_L$ 这样输出电流的上升时间与电路时间常数 $R_f C_f$ 无关, 输出电流与输入电流信号成相应的正比关系。适当增大 R_f 还为了获得较低噪声, 图2.4.2即为低噪声电流前置放大器。它包括电荷灵敏前放和 $R_L C_L$ 成形网络两部分, 从 v_o 输出电压中用成形网络分离出时间信息。

电流灵敏放大器一般有如下特点: (1) 由于快响应, 可以获得精确的时间信息, 用作定时测量; 亦可由电流波形作粒子鉴别(如 α , γ)。 (2) 可以远距离传输信息, 这是许多

实际使用需要的。当探测器现场环境条件限制,不允许前置放大器靠近时,就可用电线连接探测器和电流前置放大器。因为只有电流放大器的低输入阻抗才能与高频电缆的特性阻抗相匹配。(3) 输出脉冲的上升时间和宽度都较窄,有利于高计数率测量,并且便于采用选通技术,适合于高本底环境中作测量。

原则上说,电流灵敏放大器也可用于能谱测量,即在其输出端加电容 C 后,如图2.4.3,可求得:

$$V_o(t) = \frac{A_f I_i dt}{C} \propto Q \propto E \quad (2.4.2)$$

但此时因 R_f 较小,噪声要比电荷灵敏前置放大器大的多,对能量分辨不利。

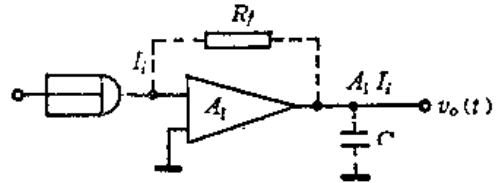


图2.4.3 电流放大器用于能谱测量

习题与思考题

2.1 电荷灵敏前置放大器比电压灵敏前置放大器有什么优点,为什么把反馈电容称为积分电容,其作用是什么?

2.2 试对下图典型的电荷灵敏前置放大器电路在输入冲击电流($i(t) = Q \cdot \delta(t)$)时,

(1) 求 $v_o(t)$ 的一般表达式?

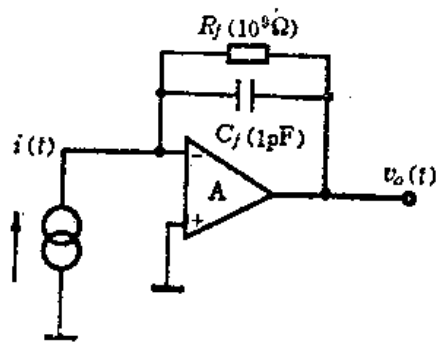
(2) 当 $C_f = 1 \text{ pF}$, $R_f = 10^9 \Omega$ 时,画出大致波形并与 $R_f \rightarrow \infty$ 时作比较。(假设A为理想运算放大器)。

2.3 怎样将串联电压噪声转化为并联电流噪声?并由此讨论分布电容对噪声的影响。

2.4 一个低噪声场效应管放大器,输入等效电容 $C_i = 10 \text{ pF}$,输入电阻 $R_i = 1 \text{ M}\Omega$,栅极电流 $I_g = 0.1 \mu\text{A}$,跨导 $g_m = 1 \text{ mA/V}$

$C_{gs} \ll C_c$, 放大器频带 $\Delta f = 10 \text{ MHz}$, $T = 290 \text{ K}$, $1/f$ 噪声可忽略,求输入端等效噪声。

2.5 一个探测器-电荷灵敏前置放大器系统, $C_x = 6 \text{ pF}$, $T = 300 \text{ K}$, $g_m = 5 \text{ mA/V}$, $I_D + I_g = 10^{-12} \text{ A}$, $R_D // R_f = 10^{10} \Omega$, $C_f = 1 \text{ pF}$, 低频噪声 A_F 可忽略,求 a^2 、 b^2 及前置放大器输出端噪声电压。



习题图2.1 一个典型的电荷灵敏前置放电路

2.6 分析快电荷灵敏前置放大器(见图2.2.6):

① 画出简化框图;

② 分别计算电荷和能量变换增益;

(已知: $w = 3.6 \text{ eV/电子空穴对}$, $e = 1.6 \times 10^{-19} \text{ 库仑}$)

③ 估算电路的开环增益;

(已知: $g_m = 5\text{mA/V}$, $A_v = 0.98$)

④ 估算该前放的上升时间;

(已知: $C_s = 8\text{pF}$, $C_i = 5\text{pF}$)

2.7 讨论电荷灵敏、电压灵敏、电流灵敏三种前置放大器特性, 各适于哪方面应用, 为什么?

第三章 放 大 器

§1 概 述

一、放大器在核测量系统中的作用

前一章阐明了前置放大器的功能是解决和探测器的配合以及对探测器信号进行初步放大和处理。但是前置放大器输出的脉冲幅度和波形并不适合后面分析测量设备（单道分析器、多道分析器等）的要求。所以对信号还需要进一步放大和成形，在放大和成形的过程中必须严格保持探测器输出的有用信息（如射线的能量信息和时间信息），尽可能减少它们的失真。这样一个放大和成形任务就由放大器来完成。本章重点讨论用于核辐射能谱仪中的放大器，通常也称为谱仪放大器，或相对于前置放大器，称之为主放大器。

图3.1.1给出了放大器在测量系统中具体位置。

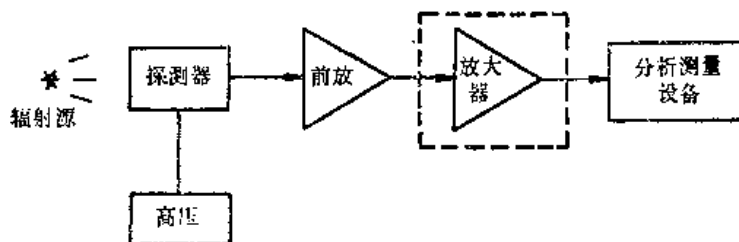


图 3.1.1 放大器在测量系统中的位置

通常在能谱测量中所用的放大器，主要看其在能谱测量中对能量分辨率的影响大小，尽可能降低它的影响，以至可以忽略不计。现在谱仪放大器的性能也日益完善，发展了滤波成形技术、基线恢复、堆积拒绝技术，建立了适用于高计数率高能量分辨率的谱仪放大器，较好地满足了核辐射能谱测量的需要。

放大器的输出信号要适应分析测量设备的要求，必须解决两个问题，一个是把小信号放大到需要的幅度。另一个是改造信号形状，通常称为滤波成形，目的是放大有用的信号，降低噪声，提高信号噪声比，适合于后续电路的测量。当然在这个过程中尽可能不损失有用的信息。

为了说明放大器的任务，这里举一个简单的例子。

图 3.1.2 (a) 所示的波形为前置放大器的输出信号，其尾部衰减时间常数通常在几十微秒以上，而上升时间通常为几十纳秒左右。这样的堆积信号是很难进行放大的，因为信号很容易使放大器阻塞而失去放大功能，而且后面分析测量设备也无法进行正常的分析及处理。

如果让信号通过一个由电阻 R 、电容 C 组成的微分电路，其 RC 时间常数远小于信号的衰减时间常数，就可以使堆积的信号分开，并从基线开始增长，如图 3.1.2 (b) 所示的波

形。这就是简单的滤波成形电路。无论是进一步放大或滤波成形，都必须保持由探测器输出

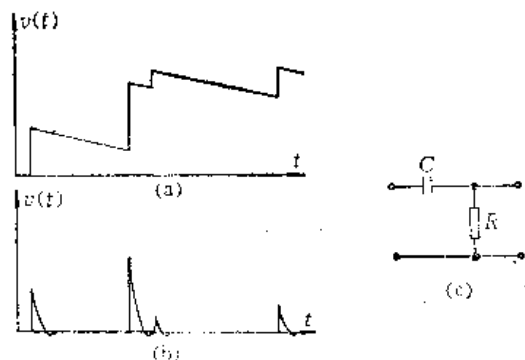


图3.1.2 前置放大器输出信号通过RC微分电路后的波形
(a) 前置放大器输出波形 (b) 通过RC微分电路后的波形 (c) RC微分电路

的信息：幅度信息和时间信息。实际上，在能谱测量中对时间信息往往并无要求，所以在滤波成形时就不必考虑时间信息方面的要求，同样在时间测量中对能量信息无要求时，也不必考虑能量信息的要求。

二、谱仪放大器的框图介绍

过去在核物理实验中由于探测器本身的能量分辨率不高，一般的脉冲放大器就可以满足测量上的要求。随着探测器的发展，尤其是各种半导体探测器的出现，使探测器的性能有了很大的提高。往往要求放大器对总的能量分辨率的影响不超过万分之几，因此对放大器引起能量畸变的各种因素都要加以考虑。原有的放大器就不再能适应新的需要了。放大器的研制

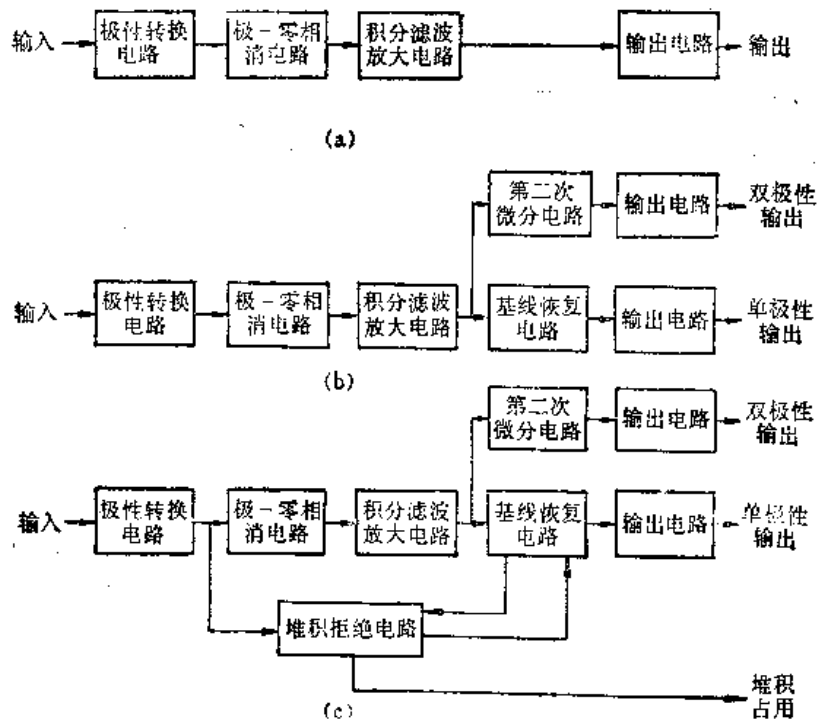


图3.1.3 谱仪放大器原理的方框图

是放在提高测量能谱的精度和提高计数率的两个方面。在谱仪放大器中,为提高信号噪声比,采用滤波成形电路,往往采用一次微分和三次到四次的积分滤波成形电路。在计数率高的情况下,信号堆积或隔直电容充放电会引起的基线漂移使谱线变宽,分辨率变坏,峰位移动。要解决这些问题又引进了基线恢复器。另外高计数率条件下脉冲堆积的影响将是十分严重的,导致能量分辨率变差,能谱畸变。采用堆积拒绝电路,剔除堆积信号,将使放大器的性能进一步得到改善。

图 3.1.3 给出了几种常用谱仪放大器的框图。

从这些框图中也可以看出谱仪放大器的性能愈好,结构也就愈复杂。根据实验要求不同,谱仪放大器可以选择不同的形式。

三、放大器的基本参量及测量方法

1. 放大器的放大倍数(增益)及其稳定性

放大器的放大倍数取决于前置放大器输出幅值和后续分析测量设备所要求的信号大小。通常各种探测器的输出信号由前置放大器放大后,其幅度约在毫伏到伏量级,而分析测量设备要求多在几伏到十伏左右。由此,通用放大器的放大倍数要求几倍至几千倍,而且可以调节。

放大器的放大倍数稳定性是放大器在连续使用的时间内(如八小时)由于环境温度的变化,电源电压变化等因素导致放大器放大倍数的不稳定程度。其结果是使测量到的能谱产生畸变,实验结果误差增大。例如:在目前高分辨率谱仪中放大倍数的变化0.1%也会影响测量结果,所以通常要求放大倍数的温度系数 $\frac{\Delta A}{A}/^{\circ}\text{C}$ 在0.01% $^{\circ}\text{C}$ 左右。当电源电压变化1%时,放大倍数变化应小于0.05%。

提高放大倍数的稳定性最有效的方法是采用深度负反馈,负反馈愈深,即 $A_0 F$ 愈大,放大倍数的稳定性也就愈好。 A_0 为放大器无反馈时的放大倍数,一般在几百至几千倍, F 为反馈系数,一般在零点几的量级。

对于谱仪放大器的放大倍数定义为:用阶跃电压或上升时间足够小,宽度足够宽的矩形脉冲作为输入信号,在一定的成形电路时间常数条件下,输出脉冲幅度和输入脉冲幅度之比。

测量放大倍数的实验装置,如图3.1.4所示。



图3.1.4 测量放大倍数的实验装置图

精密脉冲发生器可以读出输入信号幅度,脉冲高度表可以读出输出信号幅度。

测量时,首先将输入信号幅度从小到大逐步输入到放大器输入端,同时观察放大器输出信号幅度。当输入信号幅度增大,而输出信号幅度不再增大时,则表示放大器进入了饱和状态,从而可以测量到放大器输出的动态范围。一般调节输入信号幅度,使输出信号幅度在放大器输出动态范围的中间附近,在这样条件下,测量放大器的放大倍数。

放大器的放大倍数稳定性主要取决于环境温度和电网电压变化的影响。所以测量时,只

要将被测放大器放在温控装置中, 改变温度, 待平衡后, 测出它的放大倍数。

放大倍数的稳定性 $\frac{\Delta A}{A} = \frac{A - A'}{A} \Big|_{\Delta T}$, A 为规定温度和设置电压条件下的放大倍数。

同样只改变被测放大器的电网电压, 测出放大器的放大倍数。

放大倍数的稳定性 $\frac{\Delta A}{A} = \frac{A - A'}{A} \Big|_{\Delta V}$

2. 放大器的线性

放大器的线性是指放大器的输入信号幅度和输出信号幅度之间的线性程度。在谱仪中的放大器, 对线性要求特别高, 应保证在允许的信号幅度范围内, 对于不同输入信号幅度, 放大倍数应保持不变。但实际上, 在所规定的信号幅度范围内还是随着输入信号或者输出信号幅度变化而有一个微小的变化。当这个变化超过允许的数值时, 就会给能谱测量带来了不允许的畸变。“线性”在谱仪放大器中是一个很重要的指标。

理想的放大器幅度特性是一条通过原点的直线。实际上放大器总是存在着非线性。通常把非线性分为积分非线性与微分非线性。

积分非线性 (INL) 定义:

$$\text{INL} = \frac{\Delta V_{o \max}}{V_{o \max}} \times 100\% \quad (3.1.1)$$

如图 3.1.5 (a) 所示, $\Delta V_{o \max}$ 指放大器的实际输出特性与理想输出特性之间的最大偏差, $V_{o \max}$ 为最大输出额定信号幅度。

积分非线性直接影响到能量刻度误差及使峰位发生偏移。

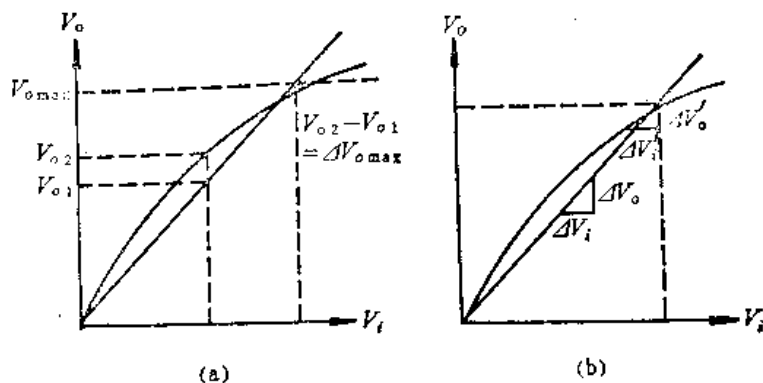


图 3.1.5 (a) 积分非线性定义示意图

(b) 微分非线性定义示意图

微分非线性 (DNL) 定义:

$$\text{DNL} = \left[1 - \frac{\Delta V_o' / \Delta V_i'}{\Delta V_o / \Delta V_i} \right] \times 100\% \quad (3.1.2)$$

如图 3.1.5 (b) 所示, $\frac{\Delta V_o'}{\Delta V_i'}$ 是指实际测量到的放大器输出特性曲线上某处的斜率, 也就是放大器放大倍数。

微分非线性给出放大器在不同的输出幅度时放大倍数的变化。由于存在微分非线性, 会

使能谱产生畸变。

对于放大器通常只给出积分非线性指标，其值一般为千分之几，好的为万分之几，最大输出幅度一般 ≤ 10 伏。

产生非线性的原因是放大器中所用的器件（如晶体管和运算放大器等）的参数随着工作电流或电压变化而变化，从而使放大倍数也随着变化。改善放大器线性的方法，可以简单归结为：（1）合理选择工作点，在输入信号作用下尽可能减少工作电流的变化。（2）采用负反馈方法，它可以使放大器非线性减少到原来的 $\frac{1}{1+A_o F}$ 。

图3.1.6给出了用电桥法测量放大器积分非线性的方框原理图及波形图。

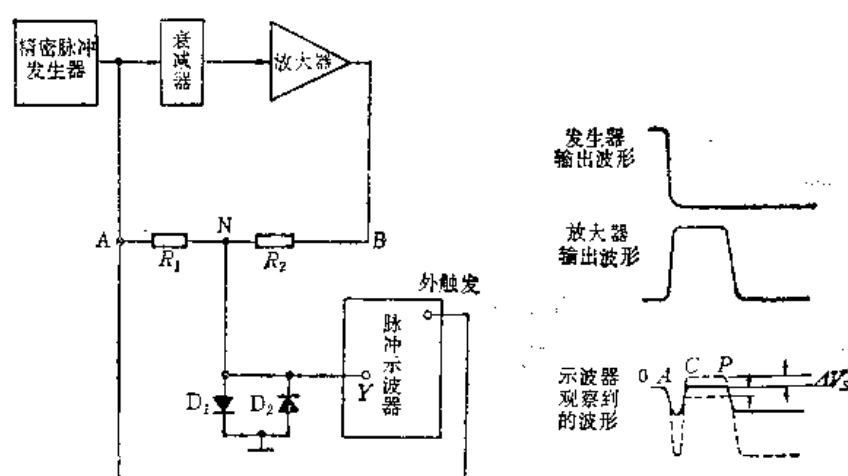


图3.1.6 电桥法测量放大器积分非线性原理的方框图及波形图

测量原理简述如下：精密脉冲发生器输出信号一路加到电桥A端，并加到示波器的外触发便于观察。另一路经过衰减器后加到放大器，再输出到电桥的B端。被测放大器处于反相放大的状态。电桥的二个标准电阻 $R_1 = R_2$ ，通常取几k Ω 至十几k Ω 。为避免示波器过载，另外加二个限幅二极管 D_1 和 D_2 。示波器从电桥N点观察并测量放大器的积分非线性。通常测量过程是调节精密脉冲发生器输出幅度至放大器额定最大输出幅度 V_{omax} ，仔细调节衰减器使电桥A、B两端输入幅度正好大小相等，方向相反。由示波器观察到波形中的OA和CP在同一个水平上。然后再逐渐减小发生器的输出幅度，这时从示波器中测量N点的数值 ΔV_s ，找出最大值，即波形中CP线偏离OA水平线的最大偏差值 ΔV_{smax} 。可以采用下面公式计算放大器的积分非线性

$$INL = \pm \left| \frac{\Delta V_{smax}}{V_{omax}} \right| \times 100\% \quad (3.1.3)$$

这是推荐的一种简便的近似计算方法。

3. 放大器的噪声和信号噪声比

放大器输出信息中，总是由信号、噪声和干扰组成。干扰信号是外部的，可以通过各种方法减少到最小。对于噪声是由前置放大器输出噪声和放大器输入端自身的噪声所决定的。通常考虑放大器输入端的噪声只要比前置放大器输出端的噪声小一个量级就能满足要求。

在具体使用放大器时还应考虑信号噪声比，由于核辐射探测器输出信号较小，噪声叠加

在有用信号上, 能使能量分辨率变坏, 因此如何提高信号噪声比就成为重要问题。前面已推导前置放大器输出的噪声功率谱密度为 $(a^2 + \frac{b^2}{\omega^2} + \frac{c^2}{\omega})$, 因此在放大器内部采用合适的滤波成形电路来限制频带, 就能够抑制噪声。

利用宽带脉冲示波器可以测量放大器的噪声。

调整放大器处于正常工作条件下, 无信号输入时, 在放大器输出端用示波器观察, 读出噪声的峰-峰值 $V_{n,p}$, 则折合到放大器输入端噪声的均方根值

$$V_{n,r} = 0.2 \frac{V_{n,p}}{A} \quad (3.1.4)$$

A 为放大倍数。这种测量放大器噪声的方法很简单, 但受观察者判断 $V_{n,p}$ 大小的影响较大, 故测量误差较大。

同样在无信号输入时, 超高频毫伏计也可以测量放大器输出端的噪声值 V_n , 则折合到放大器输入端噪声均方根值

$$V_{n,r} = \frac{1.13 V_n}{A} \quad (3.1.5)$$

式中 1.13 是用测量正弦有效值的交流表来测量噪声电压均方根值的修正系数。

应该注意这种测量方法要求超高频毫伏计的带宽至少比放大器带宽大十倍, 同时自身噪声电压很低。

4. 放大器的幅度过载特性

放大器工作有一个线性范围, 当超出线性范围时, 就要产生两种情况: 超过线性范围较小时, 放大器还能正常工作, 只是它的非线性系数变大。当超出线性范围很大时放大器在一段时间内就不能正常工作。例如: 在测量同位素的低能 X 射线产生的脉冲信号时, 伴随有高能 γ 射线产生特大的脉冲信号, 就可能使放大器获得比正常幅度大上几百倍的输入脉冲, 其结果使放大器在某级或几级中使工作点远离线性区, 并使有的器件饱和, 有的器件截止。这个大信号过后, 放大器在一段时间内不能恢复正常工作。在这段时间内来的低能 X 射线信号就不能被正常放大, 从而使测量产生误差。这种现象就称为放大器的幅度过载, 也称为放大器的阻塞。引起过载的脉冲信号称为过载脉冲。这一段不能恢复正常工作的时间就称为放大器的死时间。

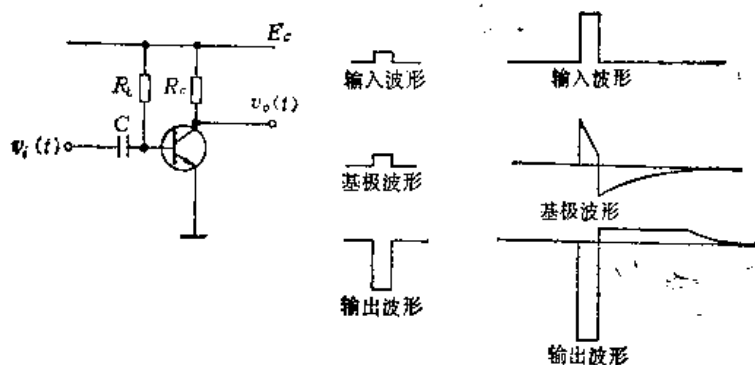


图 3.1.7 单管放大器过载现象

一般地讲,引起过载的原因主要与放大器中的耦合电容充放电有关。用一个简单的单管放大器举例说明,如图 3.1.7 所示。

当输入一个大幅度的正极性矩形脉冲,由于基极电位迅速上升,基极电流大大地增加,晶体管很快地饱和,以至输入电阻很快降低为 r_D 。对耦合电容 C 以时间常数为 $r_D \cdot C$ 速度充电,由于 r_D 很小,故 C 很快充到输入电压,相当于一个微分电路。这个大脉冲信号消失时,基极电压很快下降变负,晶体管截止,其输入电阻为 r_B ,对耦合电容 C 以时间常数为 $(r_B \parallel R_b) \cdot C$ 速度放电。由于 r_B 很大, $r_B \gg r_D$, 故放电时间就很长了,其波形如图 3.1.7 所示。可以看到在大脉冲信号消失后,基极电位变得很负,使管子处于截止状态。在这一段截止时间里,所有正常的输入信号都不能正常地放大。由于放电时间较长,就可能使死时间比正常脉冲宽度大上几十倍到几千倍。解决办法:(1)尽可能采用直流耦合,从根本上消除电容充放电的现象。(2)当有耦合电容时,从电路上采用差分放大器的形式可以具有良好的抗过载性能。(3)也可以从滤波成形的角度来看,使输入脉冲变窄,从而可以缩短电容的充电时间。(4)在输入端加一级限幅电路来限制过载脉冲。当然还可以有一些其它方法。在消除过载现象时,以上一些方法往往是同时采用的。

抗过载性能可用“过载恢复时间”来表示。它定义为:在给定过载程度的条件下(如超过正常信号值的200倍到1000倍),放大器输出波形回到基线并保持在基线附近最大额定输出电压 $\pm 1\%$ 的一个带内,小信号增益已回到正常时所需要的时间。然而,由于过载引起的下冲还与放大器的成形电路时间常数、输入脉冲宽度有关,故通常是在一定的成形时间常数下,抗过载性能的表现:规定过载脉冲幅度为最大线性输入幅度的多少倍,过载恢复时间则以不过载时的脉宽多少倍来度量。例如某放大器的过载特性是过载 100 倍,过载恢复时间为不过载脉冲宽度的 2.5 倍。

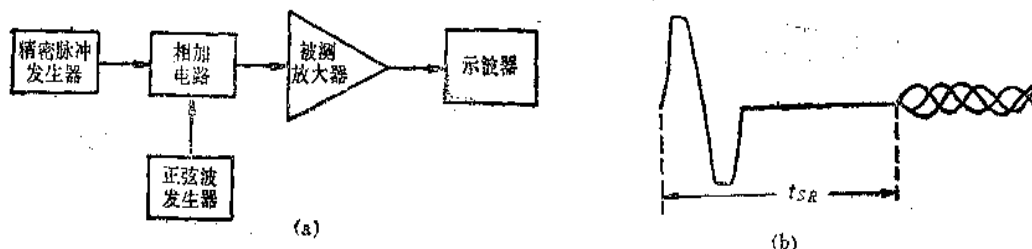


图 3.1.8 (a) 放大器过载特性测试装置图

(b) 放大器过载特性波形图

图 3.1.8 (a) 为过载特性测试装置图,可以看到在放大器输入端,由精密脉冲发生器输出的过载脉冲中混合一个小幅度的正弦信号输入。在过载脉冲后,当正弦信号已被正常放大,则说明放大器已经恢复正常,从而可以测出放大器过载恢复时间,如图 3.1.8 (b) 所示。测量过载恢复性能时,应特别注意调整好放大器极-零相消电路,使输出脉冲既不产生下冲,又能尽快地回到基线,否则测量结果的误差将会很大。也可以用示波器观察放大器输出端在过载脉冲后,开始出现噪声的时刻,来测量放大器过载恢复时间。这是一种比较简单实用的测量方法。

5. 放大器的计数率过载特性

在能谱测量中可以发现,当信号脉冲的计数率从小到大变化时,所测到的能谱也会发生

变化。当计数率很低时,随着计数率改变,能谱变化很小,可以忽略。但当计数率越大时,谱线发生的变化就愈严重。在高计数率条件下,由于信号堆积造成了谱线严重的畸变,反映在测量结果中,谱峰展宽,峰的位置发生偏移,甚至出现假峰。

放大器中,由于计数率过高所引起的脉冲幅度分布的畸变称为放大器的计数率过载。

一般要求在某一计数率时峰位偏移在规定的数值以下,此计数率为该放大器的最高允许的计数率。

要改善放大器的计数率过载性能,在放大器内部要加入适当的滤波成形电路,如微分电路可以使输出脉冲变窄,极-零相消电路可以消除脉冲的下冲,这些措施都有利于计数率的增加。为克服高计数率引起的能谱畸变,谱仪放大器中引入了基线恢复电路和堆积拒绝电路。

图3.1.9 为测量放大器计数率过载性能的实验装置图。

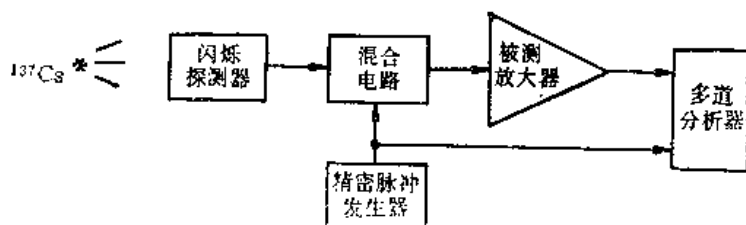


图3.1.9 放大器计数率过载测试装置图

通常在低计数率(几百计数/秒)情况下,使辐射源(如 Cs^{137})的谱峰在 $0.7V_{\text{max}}$ 左右,这里 V_{max} 为放大器最大输出幅度。同时由精密脉冲发生器给出等幅脉冲加到放大器,使放大器输出等幅脉冲产生的峰在 $0.9V_{\text{max}}$ 左右。通过调节辐射源和探测器之间距离来改变探测器信号的计数率,测量精密脉冲发生器输出信号峰的峰位变化和峰宽的变化。

6. 放大器的上升时间

探测器输出的信号通常有快的前沿和缓慢下降的后沿,上升时间主要对信号的前沿而言的。放大器的上升时间过大,会使输入信号产生畸变,结果信号幅度变小了。如果放大器上升时间非常小,也带来了一些不利因素,一则电路变得很复杂,二则增加了电路本身的噪声,因此需要有一个合理的选择。

放大器输出信号的形状,取决于成形滤波电路,所以放大节上升时间必须比成形滤波电路的上升时间要小得多。设放大节上升时间为 t_r ,滤波成形电路的上升时间,一般最小为几百纳秒,故要求 t_r 小于100纳秒。

当有 n 个放大节时,放大器上升时间和各放大节上升时间的关系如下:

$$t_r \approx \sqrt{t_{r1}^2 + \dots + t_{rn}^2} \quad (3.1.6)$$

当每一节上升时间相同时,则

$$t_r \approx \sqrt{n} t_r'$$

$$t_r' \approx \frac{t_r}{\sqrt{n}} \quad (3.1.7)$$

当 $t_r \leq 100\text{ns}$ 时, $t_r' \leq \frac{100}{\sqrt{n}}\text{ns}$, 当 $n=5$ 时, 每一个放大节的上升时间应小于45纳秒。

已知上升时间和带宽的关系为:

$$\Delta f \approx \frac{0.35}{t_r} \quad (3.1.8)$$

快的上升时间和应有宽的频带，因此核测量用的脉冲放大器通常是一个宽带放大器，而采用负反馈是提高放大节上升时间很有效的方法。

当输出端分布电容很大时，由于输出端分布电容不参加负反馈，电压负反馈只能降低阻抗，不能减小输出端分布电容 C_s 。这时上升时间为 $2.2R_oC_s$ ， R_o 为输出阻抗。

7. 放大器的输入阻抗和输出阻抗

对于放大器输入阻抗大小的要求，取决于信号源的内阻大小，而放大器的输出阻抗则取决于后续电路的要求。通常放大器输出阻抗小一些好，以便能适应在不同负载情况下工作。为与输出电缆匹配使用，输出阻抗一般取 50Ω 左右。

四、其它类型的一些放大器

核信号放大器除了上面提到的从能谱测量角度的放大器外，还有一些其它类型的放大器。

1. 偏置放大器

把输入信号进行切割，将超过切割阈部分的信号再进行放大，故也称为切割放大器。简单原理见图3.1.10， V_B 为切割阈，输入信号超过 V_B 部分被线性放大。而幅度小于 V_B 的脉冲将被割去，即不能通过放大器输出。

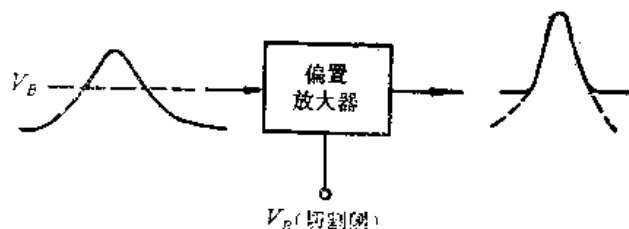


图3.1.10 偏置放大器示意图

它与低道数多道分析器相配合使用时，亦可以得到相当精确的能谱。

2. 快脉冲放大器

快脉冲放大器是放大特别快的信号，往往要求在保留时间信息方面上使用，例如，它可以用在时间甄别，快定时，小分辨时间及高计数率等电路中。它和谱仪放大器相比较，只是在时间响应上有快的特点。具体的讲就是它的上升时间及下降时间都要求非常快，一般在几纳秒到几十纳秒左右，而其它的指标，如放大倍数、噪声等方面指标可以适当降低要求。

3. 弱电流放大器

弱电流放大器正好与快脉冲放大器相反，要求它放大非常小而变化又非常缓慢的核信号。如积分电离室输出信号可以用来表示射线强度，积分电离室的输出信号电流可以小到 10^{-12}A 的量级，而它的输出阻抗非常之大。放大这样信号往往要用一种特殊电路，即弱电流放大器来完成。以上我们介绍了核放大器中的一些主要特点。抓住这些特点就可以较容易地理解后面具体电路中为什么会采取各种不同的措施，以及在使用这些放大器时应该注意哪些问题。

§ 2 谱仪放大器的放大节

一、放大节的结构

谱仪放大器是由许多单元电路组合而成的。其中主要单元是几个放大节。放大节通常由一个高增益的运算放大器（可以由分立元件或者集成电路组成）和一个反馈网络所组成。前面分析放大器上升时间时，已经提到放大节的上升时间要大大优于放大器的上升时间。实际上放大器很多指标在很大程度上取决于单元放大节指标的优劣，所以对放大节的选择是非常重要的。选择一个好的放大节，才能够保证谱仪放大器的良好性能。对于放大节的基本要求可以从对谱仪放大器的要求中提出。简单归结为：放大倍数及其稳定性、线性、上升时间和过载等性能的要求。

在分析谱仪放大器特性时，很多地方都提到改善指标的有效办法是采用负反馈方法。当然，在放大节的具体电路中也确实都采用负反馈的方法，所以有时也称负反馈放大节。

谱仪放大器中最常采用的反馈形式是电压并联负反馈和电压串联负反馈二种，如图3.2.1所示。

由于现时的放大节全部采用直流耦合形式，所以也称为运算放大单元，所有运算放大器的特性在这里可以直接引用。

图3.2.1(a) 为反相端输入形式。

$$\text{增益} \quad A = -\frac{R_f}{R}$$

$$\text{输入阻抗 } R_{if} = R$$

$$\text{输出阻抗 } R_{of} = \frac{R_o}{1 + A_o F}$$

F 为反馈系数， A_o 为开环放大倍数， R_o 为开环时的输出阻抗。

图3.2.1 (b) 为同相端输入形式。

$$\text{增益} \quad A = 1 + \frac{R_f}{R}$$

$$\text{输入阻抗 } R_{if} = R_i (1 + A_o F)$$

$$\text{输出阻抗 } R_{of} = \frac{R_o}{1 + A_o F}$$

R_o 为开环时的输出阻抗。

由于负反馈作用，放大倍数的稳定性提高了 $(1 + A_o F)$ 倍，非线性也得到改善，缩小了 $(1 + A_o F)$ 倍，频率响应的带宽，大体上说增加了 $(1 + A_o F)$ 倍，当然相应的上升时间大致也减小了 $(1 + A_o F)$ 倍。所以要改善放大节的性能，首要问题是提高负反馈深度 $A_o F$ 。反馈系数 F 因具体需要而确定的，尽可能增加放大节的开环放大倍数 A_o 是十分必要的。有时，为了得到大的开环放大倍数，除了增加级数外，还适当加入一些正反馈（如自举电路）。一般开环放大倍数取在 $10^3 - 10^4$ 量级。

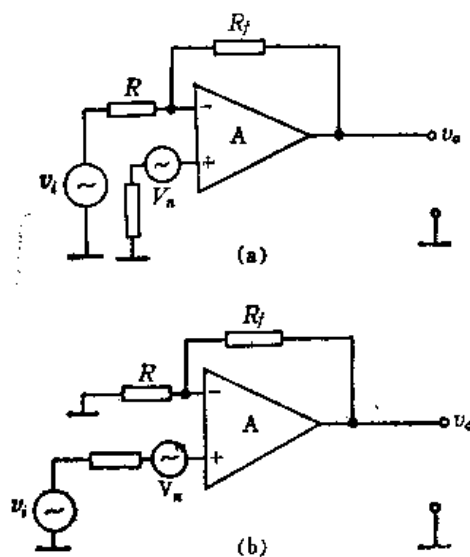


图3.2.1 常用运算放大器负反馈形式
(a) 并联负反馈 (b) 串联负反馈

放大器中自身的噪声大小也是很重要的,从理论上说,无反馈放大器能获得最低的噪声,因此不能用负反馈来改善放大器的信噪比。为了降低噪声,除了对输入级的器件作严格的挑选外,在电路的接法上也要注意。如图3.2.2所给出两种接法对噪声的影响。 v_i 为输入端信号, v_n 为输入端噪声。

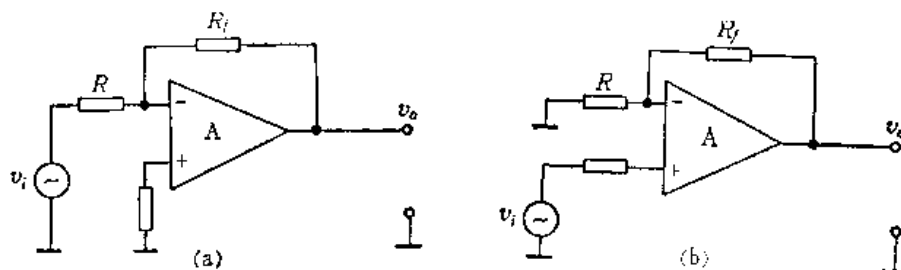


图3.2.2 (a) 信号从反相端输入 (b) 信号从同相端输入

对于反相端接法的信号和噪声的放大倍数分别为

$$\begin{aligned} A_{s-} &= -\frac{R_f}{R} \\ A_{n-} &= 1 + \frac{R_f}{R} \end{aligned} \quad (3.2.1)$$

对于同相端接法的信号和噪声的放大倍数分别为

$$\begin{aligned} A_{s+} &= 1 + \frac{R_f}{R} \\ A_{n+} &= 1 + \frac{R_f}{R} \end{aligned} \quad (3.2.2)$$

$$\frac{A_{s-}}{A_{s+}} = \frac{R_f}{R+R_f}, \quad \frac{A_{n-}}{A_{n+}} = 1 \quad (3.2.3)$$

由此可见,对于指标性能一样的运算放大器,同相接法的信噪比性能要比反相接法的好。对于输入级来讲,一般总是希望接成同相放大器。在具体实验中,探测器、前置放大器、谱仪放大器之间都需要有一段距离,而实验室环境总存在各种电磁场的干扰。连接前置放大器和谱仪放大器的电缆就会感应到这些干扰信号,从而使信噪比变差。利用双芯同轴电缆把信号传送到差分放大器的输入端,利用差分放大器抑制共模噪声的特点而大大降低这种干扰噪声的影响。故谱仪放大器共模抑制比基本上由输入放大节的特性所决定。

图3.2.3 给出这种接法的原理图,用来抑制强的干扰电磁信号是十分有效的。

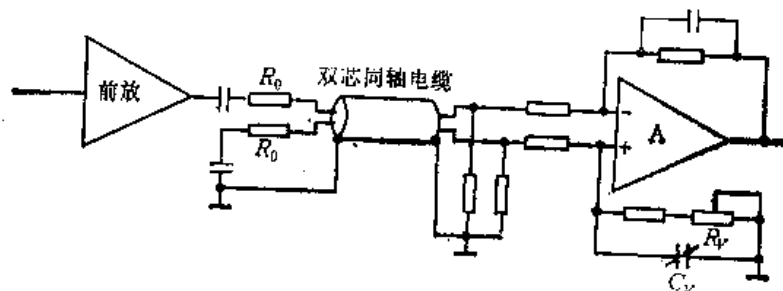


图3.2.3 抑制共模干扰的输入放大节的接法示意图

对于谱仪放大器，还希望位于它前级的前置放大器的放大倍数大一些，尽可能减少对放大器内部噪声的放大量。

放大节中放大倍数由 R_f 和 R 来决定，放大倍数的调整可以分为粗调和细调。粗调通常变换不同电阻，如图3.2.4(a)所示。细调也可以用这种方法，但显然调节是非线性的，如图3.2.4(b)所示。在同相输入端上用可变电阻组成分压器，分压器不会影响同相输入端的负载，因此调节的线性很好，如图3.2.4(c)所示。

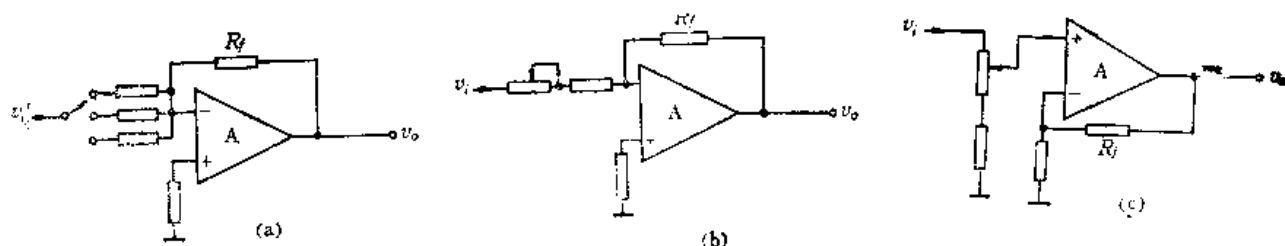


图3.2.4 放大节增益调节的方案原理图

在放大器中对输入放大节和输出放大节还有一些特殊的要求。

通常输入放大节要适应输入极性的变化和阻抗匹配的要求，还要考虑过载特性和低噪声。由于这些性能不能通过负反馈的方法来解决，因此还必须附加一些电路。

输出放大节由于信号幅度范围大，要求有较大的线性范围。此外，还要考虑输出阻抗和匹配。

在谱仪放大器中，一般有几节都是相同结构和形式的放大节，对不同的要求可以在电路上采取一些措施。

二、分立元件构成的放大节电路介绍

1. 实际放大节电路的分析

图3.2.5是一个结构简单的放大节，此电路由 T_1 、 T_2 组成差分放大器， T_3 组成单管放大器及反馈网络组合而成。

(1) 采用差分放大器作为前级，可以提高电路的抗过载性能。输入很大的正向脉冲时，可能使 T_2 管截止，这样 T_1 、 T_2 管公共射极电阻 R_e ($22k\Omega$) 作为 T_1 管的射极电阻。此时输入阻抗为 R_{b1} ($22k\Omega$) 并联 $(1 + \beta)R_e$ ，由于 $(1 + \beta)R_e \gg R_{b1}$ ，充放电时间常数近似为 $R_{b1}C_1$ 。当有很大的负向脉冲时，可能使 T_1 管截止，这样充放电时间常数也就为 $R_{b1}C_1$ 。这与在正常工作条件下的

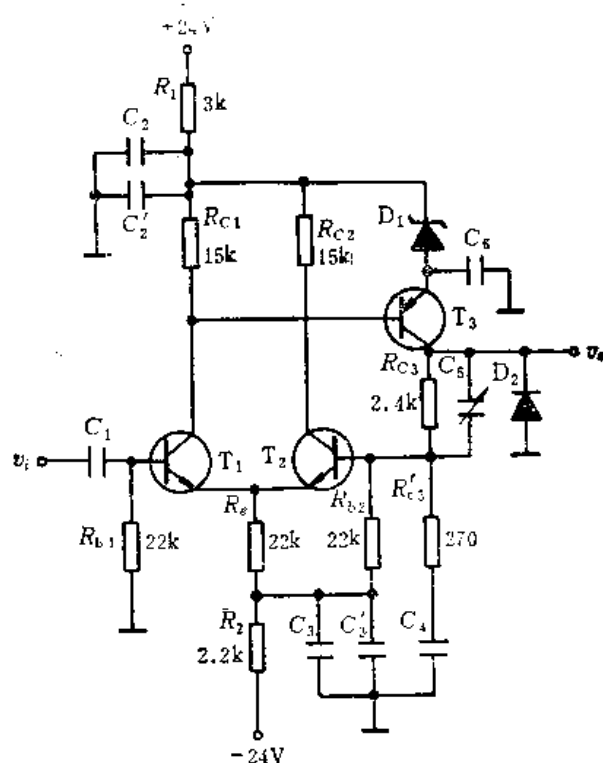


图3.2.5 负反馈放大节电路之一

充放电时间常数相当接近，因而在过载信号的条件下就不会明显出现基线漂移。

(2) 采用交直流分开的负反馈。从交流反馈来看是电压串联负反馈，故具有电压串联反馈的一切优点。

$$\text{反馈系数 } F = \frac{v_F}{v_o} = \frac{R'_3}{R'_3 + R_{C3}} \quad (3.2.4)$$

v_F 为反馈信号， v_o 为输出信号。

$$\text{反馈后的放大倍数 } A = \frac{A_o}{1 + A_o F}$$

只要 A_o 足够大，则

$$A = \frac{1}{F} = \frac{R_{C3} + R'_3}{R'_3} = \frac{270\Omega + 2.4k\Omega}{270\Omega} \approx 10 \quad (3.2.5)$$

电路内部都采用直流耦合，由于没有使用耦合电容，使电路的抗过载性能提高了。当然也带来了另一个问题，即工作点的漂移问题。这里用加强直流负反馈来稳定电路的工作点。

直流的反馈系数

$$F_D = \frac{R_{b2}}{R_{C3} + R_{b2}} = \frac{22k\Omega}{(2.4 + 22)k\Omega} \approx 0.9$$

反馈后的直流放大倍数

$$A_D = \frac{A_o}{1 + A_o F_D} = \frac{1}{F_D} \approx 1.1 \quad (3.2.6)$$

由此可见电路的工作点应该是很稳定的。

(3) 要使负反馈后的放大节性能良好，开环放大倍数必须很大。这里我们来估算一下它的开环放大倍数。

把 r_{be3} (T_3 的 e, b 间的电阻) 与 R_{C1} 并联视为 T_1 的负载。

差分放大器的放大倍数

$$A_1 = -\frac{1}{2} \beta_1 \frac{(R_{C1} // r_{be3})}{r_{be1}}$$

单管放大器的放大倍数

$$A_2 = -\beta_3 \frac{R_{C3} + R'_{C3}}{r_{be3}}$$

放大器的开环倍数

$$A_o = A_1 \cdot A_2 = \beta_1 \beta_3 \frac{R_{C1} (R_{C3} + R'_{C3})}{2r_{be1} (R_{C1} + r_{be3})} \quad (3.2.7)$$

代入参数可以计算得到 A_o 大约为 10^3 量级，可见开环放大倍数是满足远大于 1 的条件。

(4) 其它的一些器件作用

二极管 D_2 是把输出脉冲限制在一个给定的数值上。静态时 $V_{C3} \approx 2.2V$ ，所以在 D_2 的二端有 $2.2V$ 的反向电压，只要 D_2 处于截止状态，二极管的反向电阻非常大，不影响放大器正常工作。当输出负脉冲幅度的绝对值超过 $V_{C3} + V_D \approx (2.2 + 0.7)$ 伏时，二极管 D_2 导通的正向电阻 r_D 非常小， V_D 约为 $0.6 \sim 0.7V$ ，使最大输出信号限制在 $2.9V$ 左右。在输出幅度大于 $2.9V$ 时，放大器的线性被 D_2 管破坏了。但是它限制了向后级放大节输入的最大脉冲，再不

会引起后级放大器的过载，从而提高了电路的抗过载特性，需要指出的是，二极管 D_2 抗过载特性只对负信号起作用，对正信号来讲不起什么作用。

电容 C_6 作为稳压管 D_1 的旁路电容。 D_1 总有内阻存在，在高频时这个电阻就显得较大，通过 C_6 的旁路，可以提高 T_3 的放大倍数，也即提高了放大节的开环放大倍数。

电容 C_5 是调整高频的反馈量，用以得到最好输出波形。

R_1 、 C_2 、 C_2' 和 R_2 、 C_3 、 C_3' 为退耦电路，作用是隔离放大节之间的相互影响及隔离来自电源的影响，几乎所有单元都要使用退耦电路。明确了退耦电路作用，在分析电路时可以撇开它，使电路简易明晰。

2. 放大节电路实例

图3.2.6所示的放大节可以作为输入放大节。

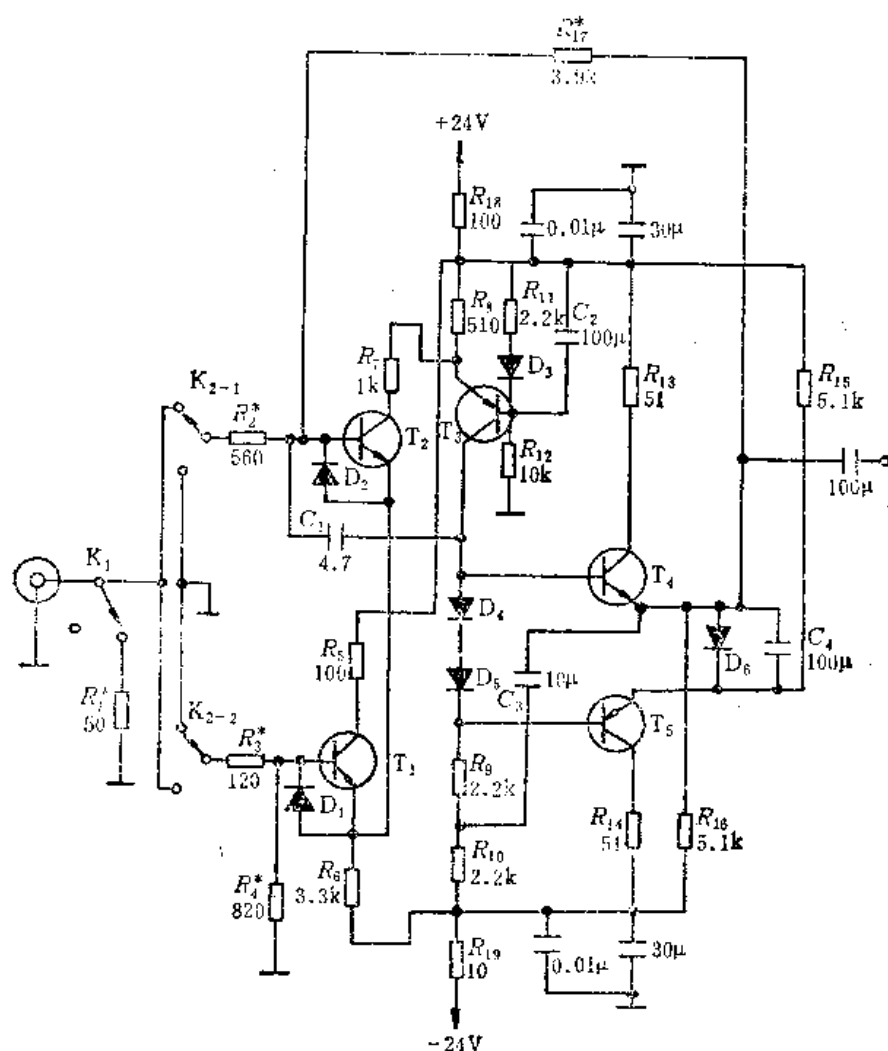


图3.2.6 负反馈放大节电路之二

T_1 、 T_2 组成差分放大器， T_3 组成共基极放大器， T_4 、 T_5 组成互补射极输出器，通过 C_1 、 R_5 构成自举电路。

它的开环放大倍数，由于加了共基极放大器及自举电路后，变得很大了，从而也加深了总的负反馈。

图3.2.6电路可以等效为图3.2.7电路。

差分放大器的放大倍数 $A_1 = -\frac{1}{2} \beta_2 \frac{r_{e_{b3}}}{r_{e_{e2}}}$, $r_{e_{b3}}$ 为 T_3 的基极电路输入电阻。

共基极放大器的放大倍数 $A_2 = \beta_3 \frac{R_a \parallel R'}{r_{e_{b3}}}$, R_a 为自举作用下的动态电阻, R' 为双射极输出器的输入阻抗, 这两个电阻都是非常大的。

$$\text{所以 } A_0 = A_1 \cdot A_2 = -\frac{1}{2} \beta_2 \beta_3 \frac{R_a \parallel R'}{r_{e_{e2}}} \quad (3.2.8)$$

T_2 管的密勒效应会使放大器的输入电容变大, 频率特性变坏, 但由于 T_3 管组成的共基极放大级的输入阻抗非常小, 这样 T_2 负载阻抗很小, 它的放大倍数也就小, 从而降低密勒效应。可见加入共基极电路改善了电路的频率特性。

互补的射极输出器允许静态电流很小, 而动态电流可以很大, 这样有利于大信号输出, 对抗过载来讲也有益处。同时由于它输入阻抗大, 输出阻抗小可以缩小前后之间的相互影响, 同时满足信号前沿和后沿的要求, 提高了双向输出的负载能力。

作为输入放大级, 在很多谱仪放大器中也是极性转换电路。

从图3.2.6可以看到整个放大节具有深度负反馈, 构成了运算放大器形式。

由于极性开关的作用, 电路可以等效成同相端输入和反相端输入, 如图3.2.8所示。

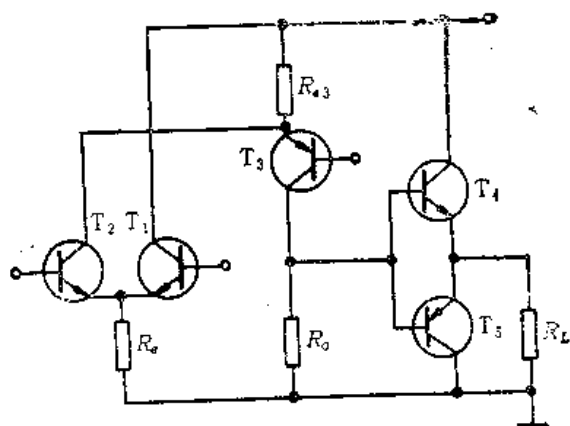


图3.2.7 放大节简化原理图

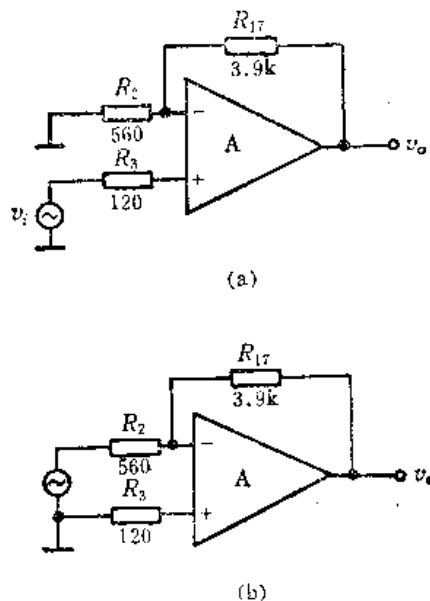


图3.2.8 放大节反馈示意图

反相端输入的放大倍数

$$A_{s-} = -\frac{R_{17}}{R_2} = -\frac{3.9\text{k}\Omega}{560\Omega} = -7$$

同相端输入的放大倍数

$$A_{s+} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_{17} + R_2}{R_2} = \frac{820\Omega}{(120 + 820)\Omega} \cdot \frac{(3.9 + 0.56)\text{k}\Omega}{560\Omega} \approx 7$$

从图3.2.8中可以得到, 反相端的输入阻抗为 560Ω , 同相端输入阻抗 940Ω 。为了与 50Ω 的电缆匹配, 在输入端加了一个 R_1 (50Ω) 的电阻, 所以总的输入阻抗近似为 50Ω 。

为了使放大节能安全可靠稳定地工作, 还需加进一些辅助电路。

D_1 、 D_2 两个二极管保护 T_1 、 T_2 两个晶体管不被反向的大信号损坏, D_1 、 D_2 称为保护二极管。

D_4 、 D_5 两个二极管是平衡 T_4 、 T_5 在静态时都能保持导通的状态, 同时可以对 T_4 、 T_5 的导通电压起温度补偿作用, 同样 D_3 二极管对 T_3 的导通电压起温度补偿作用。

D_6 二极管在 T_5 对 C_4 充电较多时, 可以通过 D_6 正向小电阻 r_D 放电。

输入放大节还要考虑低噪声问题。第一级差分放大管尽量挑选噪声系数小的管子。

从以上单元的介绍, 可以看到放大节电路用晶体管分立元件构成, 内部的变化可以很多, 而从外部来看, 也就相当于深度负反馈运算放大器的同相端输入或反相端输入形式。线性集成电路技术的发展, 运算放大器集成片在频带宽、转换速率、负载能力等性能的提高、成本降低, 已经可以用来作为核子仪器放大器中的基本放大节, 使电路设计及调整大大简化。

三、集成运算放大器构成的放大节电路

从上面分析分立元件组成的运算放大器构成的放大节电路中可以看到, 谱仪放大器中放大节电路的各项指标要求较高, 一般的集成运算放大器是无法满足其要求的。必须对集成运算放大器提出一些特殊的要求。

(1) 上升速率

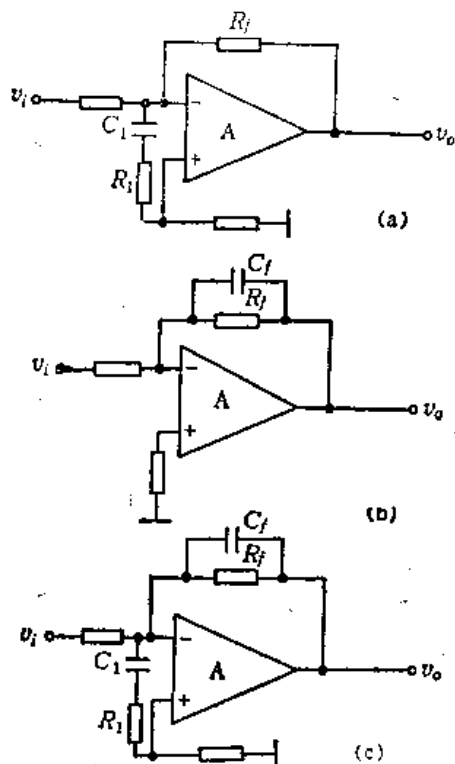


图3.2.9 相位补偿方法原理图

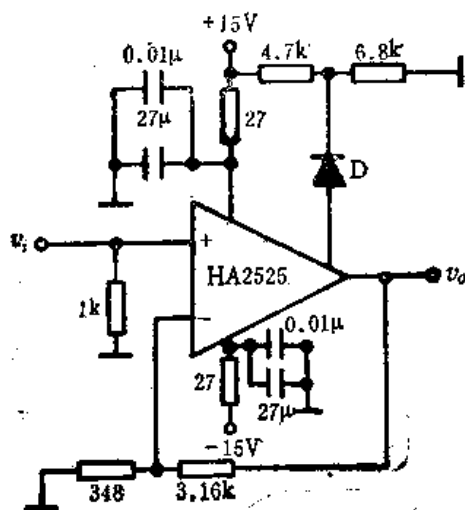


图3.2.10 运算放大器组件构成同相端输入的放大节

上升速率是指在输入端作用很大的阶跃信号, 由于受内部限制而得到输出电压的变化速率, 单位是电压/时间。集成运算放大器的瞬态特性在信号幅度不同时有很大的差别。输入

端有很大的阶跃电压信号时,集成运算放大器通常都能产生瞬时的饱和或截止现象,将使放大器的输出电压不能很快跟随输入阶跃电压变化。它是由于运算放大器中存在着各种杂散电容及运算放大器中的一些相位补偿电容所引起的。谱仪放大器的放大节要求有快的上升速率。

(2) 相位补偿

放大节电路中运算放大器都接成负反馈连接形式,在低频时具有 180° 的固定相移,而到反馈网络的中频和高频段时,随着频率变化会产生一个附加的相移。当相移达到 180° ,放大回路增益 $A \geq 1$ 时就会产生自激振荡。为了保证放大节电路稳定工作,通常都对运算放大器采用相位补偿电路。图3.2.9给出了一些相位补偿方法的简图。

只要相位补偿电路参数选得合适,这些电路都可以使闭环放大器稳定工作。但采用哪一种形式相位补偿电路更合适,则根据放大器的上升速率和噪声大小要求而决定。

图3.2.10给出一个实用的集成运算放大器组成的放大节电路,它是同相端输入的放大节电路。

图3.2.11给出另一个实用集成运算放大器所组成的输出放大节电路。它是反相端输入的放大节电路。

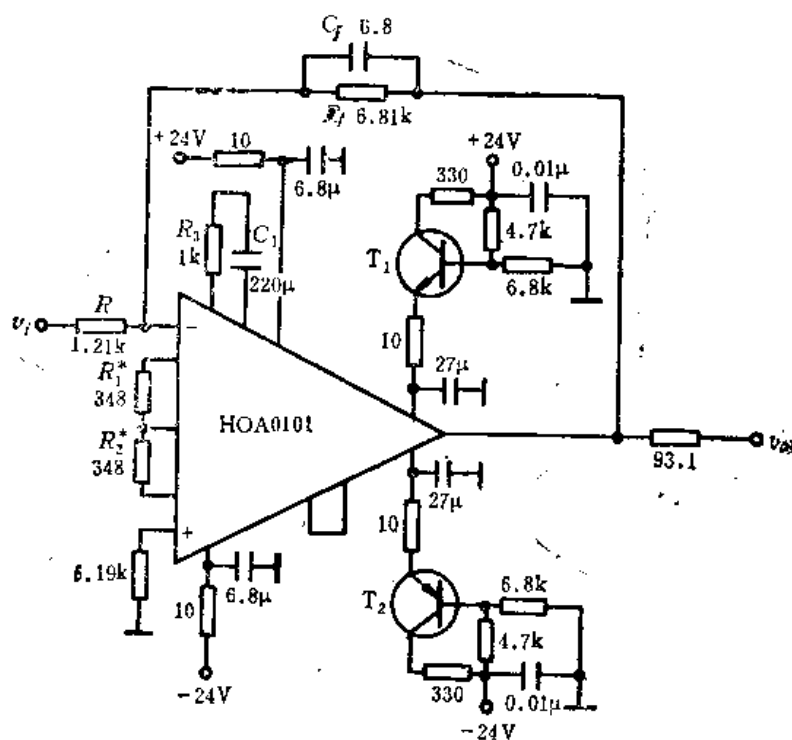


图3.2.11 运算放大器组件构成反相端输入的放大节

图3.2.11中 R_1 和 R_2 电阻调整后使静态输出端电平为零电平。

$$\text{闭环放大倍数 } A = \frac{R_f}{R}$$

C_f 、 R_3 和 C_1 为相位补偿电路。

由 T_1 等元件组成供给组件中输出级的正电源。

由 T_2 等元件组成供给组件中输出级的负电源。与前面分立元件组成的放大节电路相比较

要简单得多，并且调整电路也非常方便。

§ 3 谱仪放大器中的滤波成形

一、滤波成形电路在谱仪放大器中的作用

谱仪放大器基本上由放大节和滤波成形电路组合而成。对放大节来讲其主要的任务是放大信号，而滤波成形电路主要任务：①抑制系统的噪声，使系统信噪比最佳。②使信号的形状满足后续分析测量设备的要求。

举一个简单例子来说明滤波成形电路在放大器中的作用。图3.3.1 (a) 给出了由 C_1R_1 的微分电路和 R_2C_2 的积分电路所组成的滤波成形电路。虚线以前的为前置放大器部分， C_1R_1 微分电路放在谱仪放大器的输入端，用来消除输入脉冲的迭加现象并使它的宽度变窄，提高电路的计数率容量， R_2C_2 积分电路一般放在电路最后或较后部分，使输出的波形有一个较平坦的顶部，更适合于分析测量系统的要求。中间加的放大节 A_1 和 A_2 是起隔离级作用，减少滤波成形电路之间的相互影响。为讨论方便取 $A_1 = A_2 = 1$ 。各点波形如图3.3.1 (b) 所示。由于微分电路及积分电路是线性电路，所以有关幅度的信息通过滤波成形电路后并没有损失。

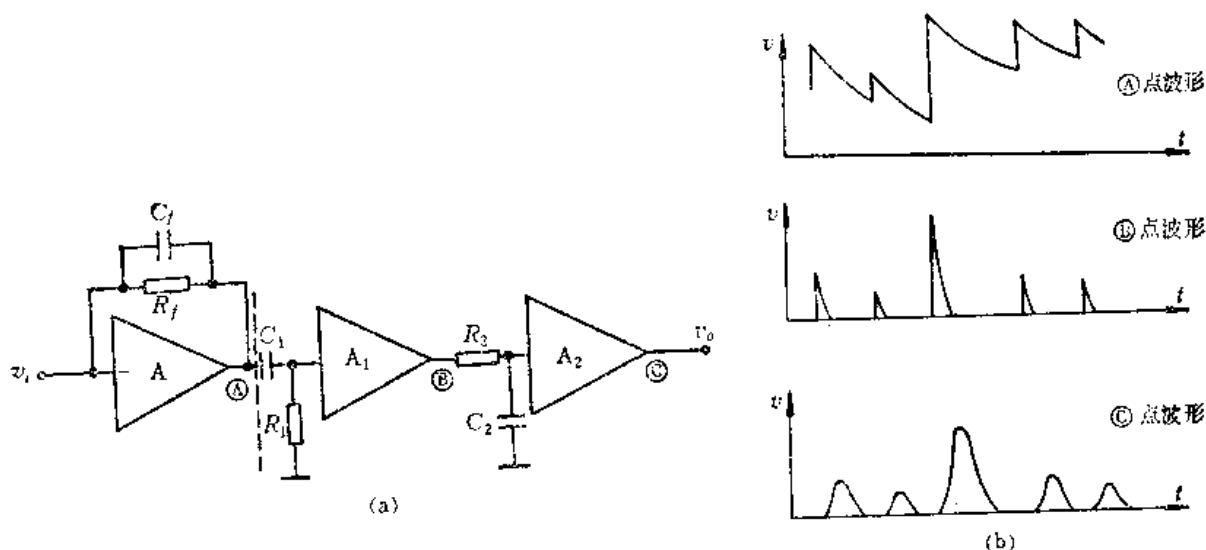


图3.3.1 CR-RC滤波成形电路及各点波形

从噪声分析中已经知道，输出端的噪声和谱仪放大器的频带宽窄有关，只要缩小放大器的带宽，噪声就可以减少。而滤波成形电路功能也就是在尽可能保持信息的条件下缩小放大器的带宽，以能获得最佳的信噪比。

滤波器既然具有一定的频率响应，就必然具有一定的冲击响应，它在频域里是尽可能滤去噪声的各频率成分，保留信号的频率成分，而在时域里也就确定信号的形状。由于时域和频域的必然联系，主要用于提高信噪比的滤波器也就是信号成形电路。同一电路按使用的不同要求，既可以称为滤波器，也可以称为成形电路，这里我们通称为滤波成形电路。

对谱仪放大器中的滤波成形电路的要求可以简单归结如下：

- (1) 通过滤波成形后要求输入和输出应严格保持线性关系。
- (2) 尽可能提高放大器的信噪比。
- (3) 减小输入脉冲的宽度, 减少堆积和基线的变化, 提高电路的计数率响应。
- (4) 成形后的最后输出波形应适合后续电路要求。
- (5) 滤波成形电路应尽可能简单, 参数可以调节, 以达到最佳效果。

二、最佳滤波器的讨论

在理论上总是可以根据信号和噪声的不同频谱求出一种最佳滤波器, 使信噪比最大。但是理论上的最佳滤波往往是无法实现的。我们可以从理论上最佳滤波为出发点, 使实际滤波器尽可能接近理论上的设想, 并以最佳滤波器作为标准, 对实际滤波器性能作出评价。

设一个滤波器的冲击响应为 $h(t)$, 则 $h(t) \rightleftharpoons H(\omega)$ 。由前置放大器来的信号 $v_i(t) \rightleftharpoons V_i(\omega)$, 噪声功率谱密度 $S_i(\omega)$, 输入到滤波器, 滤波器的输出信号 $v_o(t) \rightleftharpoons V_o(\omega)$, 噪声的均方值 V_{n0}^2 。

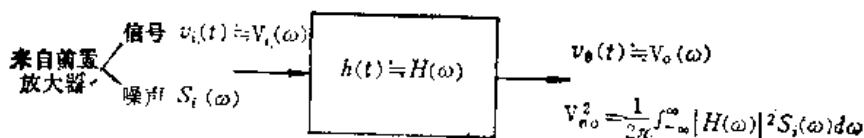


图3.3.2 滤波器的输入和输出的信号及噪声

由傅氏反变换公式回到输出信号

$$v_o(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) \cdot V_i(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (3.3.1)$$

由 (1.3.33) 式输出噪声的均方值

$$V_{n0}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} S_o(\omega) d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 S_i(\omega) d\omega \quad (3.3.2)$$

设 $v_o(t)$ 的最大值为 V_{M0} , t_M 为到达最大值时的时间, 滤波器信噪比为

$$\eta = \frac{V_{M0}}{\sqrt{V_{n0}^2}} = \frac{\left| \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) \cdot V_i(\omega) e^{j\omega t_M} d\omega \right|}{\left(2\pi \int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 S_i(\omega) d\omega \right)^{1/2}} \quad (3.3.3)$$

利用施瓦茨定理

$$\left| \int A(\omega) \cdot B(\omega) d\omega \right|^2 \leq \int |A(\omega)|^2 d\omega \cdot \int |B(\omega)|^2 d\omega \quad (3.3.4)$$

当 $A(\omega) = KB^*(\omega)$ 时上式取等号, K 为任意常数, $B^*(\omega)$ 为 $B(\omega)$ 的复共轭。

令 $A(\omega) = H(\omega) \sqrt{S_i(\omega)}$, $B(\omega) = \frac{V_i(\omega)}{\sqrt{S_i(\omega)}} e^{j\omega t_M}$

则 (3.3.3) 式变为

$$\eta = \frac{\left| \int_{-\infty}^{\infty} A(\omega) B(\omega) d\omega \right|}{\left[2\pi \int_{-\infty}^{\infty} |A(\omega)|^2 d\omega \right]^{1/2}} \quad (3.3.5)$$

当 $A(\omega) = KB^*(\omega)$ 时, 上式分子最大, 即得到理论上最大信噪比 η 。此时, 滤波器的频率响应 $H(\omega)$ 为

$$H(\omega) = K \frac{V_i^*(\omega)}{S_i(\omega)} e^{-j\omega t_M} \quad (3.3.6)$$

K 为常数, $V_i^*(\omega)$ 为输入 $V_i(\omega)$ 的复共轭。

它由输入信号 $v_i(t)$ 傅氏变换的复共轭和输入噪声功率谱密度所决定。

最佳滤波器输出信号频谱

$$\begin{aligned} V_o(\omega) &= H(\omega) \cdot V_i(\omega) \\ &= K \frac{V_i(\omega)^*}{S_i(\omega)} \cdot V_i(\omega) e^{-j\omega t_M} \\ &= K \frac{|V_i(\omega)|^2}{S_i(\omega)} e^{-j\omega t_M} \end{aligned} \quad (3.3.7)$$

理论上信噪比的最大值表示为

$$\eta_{\max} = \left[\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|V_i(\omega)|^2}{S_i(\omega)} d\omega \right]^{-1/2} \quad (3.3.8)$$

对于白噪声, 它的功率谱密度 $S_i(\omega)$ 为一常数 d^2 , 通过 (3.3.6) 式和 (3.3.8) 式给出了最佳滤波器的频率响应和信噪比的最大值。

$$H(\omega) = -\frac{K}{d^2} V_i^*(\omega) e^{-j\omega t_M} \quad (3.3.9)$$

$$\eta_{\max} = \frac{1}{d} \left[\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |V_i(\omega)|^2 d\omega \right]^{1/2} \quad (3.3.10)$$

(3.3.9) 式给出了当滤波器的频率响应为输入信号 $v_i(t)$ 的傅氏变换复共轭时, 迭加在白噪声上信号就可以获得信噪比最佳, 我们称这种滤波器为匹配滤波器。如果前置放大器输出的噪声不是白噪声, 它的功率谱密度 $S_i(\omega)$ 不是一个常数。设通过一个网络, 它的频率响应为 $H_1(\omega)$, 能够将噪声变为白噪声, 这个网络称为白化滤波器。它频率响应应为

$$|H_1(\omega)|^2 = \frac{d^2}{S_i(\omega)} \quad (3.3.11)$$

如果后面接匹配滤波器, 它的频率响应为 $H_2(\omega)$ 。可以证明由白化滤波器加上匹配滤波器就能组成最佳滤波器, 如图 3.3.3 所示。

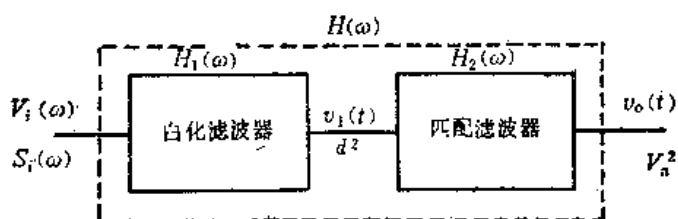


图 3.3.3 最佳滤波器

这时匹配滤波器输入信号为 $V_i(\omega) \cdot H_1(\omega)$, 根据 (3.3.9) 式, 则得

$$H_2(\omega) = -\frac{K}{d^2} V_i^*(\omega) H_1^*(\omega) e^{-j\omega t_M} \quad (3.3.12)$$

最佳滤波器的频率响应

$$H(\omega) = H_1(\omega) H_2(\omega)$$

$$= \frac{K}{d^2} V_1^*(\omega) |H_1(\omega)|^2 e^{-j\omega t_M} \quad (3.3.13)$$

由第二章已知电荷灵敏前置放大器输出信号可表示为

$$v_i(t) = \frac{Q}{C_f} u(t)$$

输出噪声的功率谱密度

$$S_i(\omega) = a^2 + \frac{b^2}{\omega^2} + \frac{c^2}{\omega}$$

$$\text{或 } S_i(\omega) = \pi \left[a^2 + \frac{b^2}{\omega^2} + \frac{c^2}{\omega} \right]$$

一般情况 c 噪声可以忽略, 则

$$S_i(\omega) = \pi a^2 \frac{1 + \omega^2 \tau_c^2}{\omega^2 \tau_c^2} \quad (3.3.14)$$

其中 $\tau_c = a/b$, 称为噪声转角时间, 当 $\omega = \frac{1}{\tau_c}$ 时, “ a ” 和 “ b ” 噪声对 $S_i(\omega)$ 的贡献相等。

把 (3.3.14) 式代入 (3.3.11) 式可以得到白化滤波器的频率响应

$$|H_1(\omega)|^2 = \frac{d^2}{\pi a^2} \left(\frac{\omega^2 \tau_c^2}{1 + \omega^2 \tau_c^2} \right) \quad (3.3.15)$$

它表明了一个以时间常数 $\tau_c = RC$ 的 CR 微分电路, 可以作为“白化”滤波器, 在 (3.3.15)

式中取 $d^2 = \pi a^2$, 噪声通过此白化滤波器后, 功率谱密度为常数, $s_i(\omega) = a^2$, $S_i(\omega) = \pi a^2$ 。

信号 $v_i(t) = \frac{Q}{C_f} u(t)$ 通过白化滤波器后为

$$v_1(t) = \frac{Q}{C_f} e^{-t/\tau_c} u(t) \quad (3.3.16)$$

从匹配滤波器的频率响应 $H_2(\omega)$ 求得它的冲击响应, 因为

$$H_2(\omega) = \frac{K}{d^2} V_1^*(\omega) e^{-j\omega t_M}$$

$$V_1^*(\omega) = V_1(-\omega), \quad v_1(-t) \doteq V_1(-\omega)$$

$$h_2(t) = \frac{K}{d^2} \frac{Q}{C_f} e^{-(t-t_M)/\tau_c} u(t_M - t) \quad (3.3.17)$$

它是输入波形的镜像, 但延迟了 t_M , t_M 决定输出信号峰值时刻。

由于 K 为任一常数, 取 $\frac{K}{d^2} \frac{Q}{C_f} = \frac{1}{\tau_c}$, 则

$$h_2(t) = \frac{1}{\tau_c} e^{-(t-t_M)/\tau_c} u(t_M - t) \quad (3.3.18)$$

匹配滤波器输出 $v_o(t)$ 应为 $v_1(t)$ 和 $h_2(t)$ 的卷积

$$\begin{aligned} v_o(t) &= v_1(t) * h_2(t) \\ &= \frac{Q}{2C_f} e^{-|t-t_M|/\tau_c} \end{aligned} \quad (3.3.19)$$

图3.3.4给出了 $v_i(t)$, $v_1(t)$, $h_2(t)$, $v_o(t)$ 的图形。

从图中可以看到最佳滤波器输出波形 $v_o(t)$ 是对 t_M 边对称指数衰减的尖顶脉冲, 衰减时间常数 $\tau_c = \frac{a}{b}$, 这种脉冲波形称无限宽的尖顶脉冲。

最佳滤波器的信噪比由 (3.3.10) 式确定。

分母 $d = \sqrt{\pi a}$, 分子是信号的能量, 可以在时域里计算, 则有

$$\int_{-\infty}^{\infty} v_1^2(t) dt = \int_0^{\infty} \left(\frac{Q}{C_f} e^{-t/\tau_c} \right)^2 dt = \frac{\tau_c Q^2}{2C_f} \quad (3.3.20)$$

分子分母代入 (3.3.10) 式中得到

$$\eta_o = \frac{Q}{C_f} \frac{1}{\sqrt{2\pi ab}} \quad (3.3.21)$$

这里 η_o 是探测器-电荷灵敏前置放大器输出信号通过最佳滤波器后的信噪比, 任何实用的滤波器的信噪比都比 η_o 要差。

必须指出, 上述理想的最佳滤波器在实际中是不能实现的, 因为匹配滤波器的冲击响应是输入信号的镜像, 对于 $t=0$ 时, 输入的 $\delta(t)$ 冲击, 要求滤波器在信号加入之前 ($t < 0$) 就作出响应, 也就是说输出 $v_o(t)$ 要先于 $v_1(t)$ 出现, 这显然是违反因果规律的, 物理上并不能实现它, 所求出的最佳信噪比 η_o 只能是理论上的结果。但它可以作为衡量滤波器信噪比的比较标准。通常把理想的最佳滤波器的信噪比 η_o 和实用滤波器的最佳信噪比 η_{opt} 之比定义为信噪比劣值系数 F 。

$$F = \eta_o / \eta_{opt}$$

F 应大于 1, F 愈接近于 1, 说明实用滤波器低噪声的性能愈好。

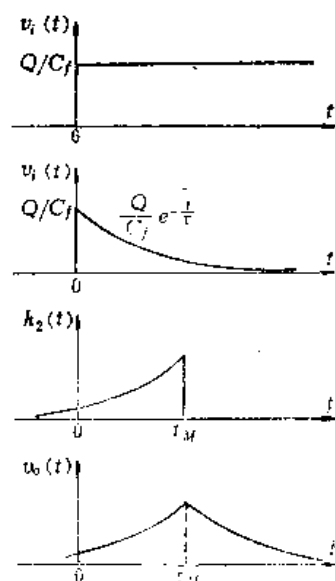


图 3.3.4 最佳滤波器波形图

三、滤波成形电路的信息畸变

在能谱测量系统中, 探测器输出电荷 Q 与射线能量成正比。要得到精确射线能量信息就要求放大器输出信号幅度 V_M 正比于探测器的输出电荷 Q 。前面已经讨论过由于噪声存在引起 V_M 本身的涨落, 使能量分辨率变坏。影响能量分辨的因素还由于滤波成形电路具有的冲击响应或频率响应, 当探测器电流脉冲宽度和间隔随机变化时使 V_M 也有变化, 其结果是使幅度信息有了畸变, 导致能量分辨率的降低。对滤波成形电路来讲, 有弹道亏损和堆积畸变两种信息畸变。

1. 放大器输出信号的描述

从前面已提到滤波成形电路的要求, 探测器输出脉冲在谱仪放大器输出端输出信号 $v_o(t)$ 为单极性脉冲或双极性脉冲, 波形如图 3.3.5 所示, 图中 V_M 为信号的最大值。

把输出信号划分为峰部和尾部, 取一个系数 ϵ (ϵ 可以为 V_M 的 1% 或 0.1%), 超出 $|\epsilon \cdot V_M|$ 的部分为峰部, 衰减到 $|\epsilon \cdot V_M|$ 以内的阴影部分为尾部。 $+\epsilon \cdot V_M$ 为正的“定义零”, $-\epsilon \cdot V_M$ 为负的“定义零”。从图 3.3.5 上所示的情况给出, t_d 为延迟时间, t_{M_d} 为达峰时间, w_d 为脉冲的宽度 (峰的持续时间)。

t_d 一般很小,通常取 $t_w = t_{wd} + t_d$ 为峰持续时间, $t_M = t_{Md} + t_d$ 为达峰时间,由于 ϵ 取值不一样,输出波形所得参数也不一样。涉及到波形参数时,一定要明确 ϵ 的取法。

二个脉冲发生堆积时给测量幅度带来了偏差。为了在测量上给出偏差小于 $|\epsilon V_M|$ 之内,二个脉冲之间间隔必须大于某一值 t_R , t_R 为分辨时间,如图3.3.6所示。

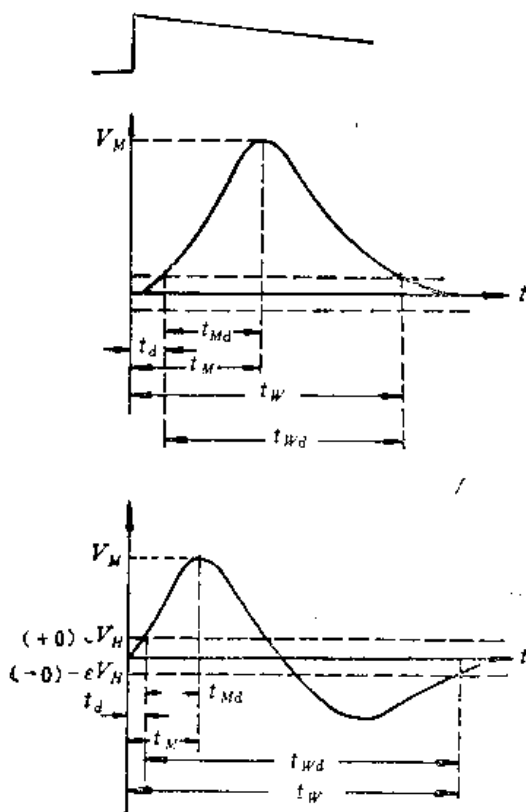


图3.3.5 脉冲参数定义示意图

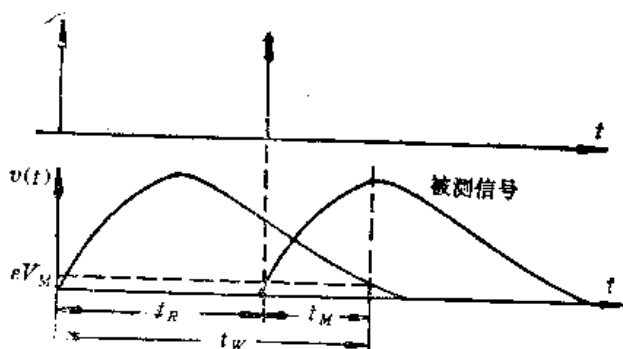


图3.3.6 分辨时间示意图

取 $\epsilon = 1\%$,在测量时记作 $t_R(1\%)$,

$$t_R(1\%) = t_w(1\%) - t_M \quad (3.3.22)$$

当然 ϵ 取法不一样,分辨时间 t_R 也就不一样。

2. 弹道亏损

当我们不考虑电荷的产生和收集过程对输出信号的影响,则可以认为核辐射探测器对应一个固定能量,给出的电荷量应该是相同的,但是由于入射粒子在探测器中射程及径迹不同,它的电流脉冲持续时间可以有很大的差别。

为了说明问题方便,我们设输出的电流脉冲为矩形电流脉冲,产生的每一个矩形电流脉冲的电荷量 Q 是相同的,而持续时间则各不相同,如图3.3.7(a)所示。在探测器输出回路中一般由 RC 电路构成。

当 $R \rightarrow \infty$ 时,电容 C 对电流脉冲积分,在电容器 C 存储电荷,并得到电压 v_C 波形,如图3.3.7(b)所示。由于每一个电流脉冲对 C 充电的电荷量相同,最后 v_C 的波形稳定在 $V_{CM} =$

$\frac{Q}{C}$ 的值上,只是上升时间各不相同。虽然这种波形可能使时间信息测量发生误差,但只要电荷能全部收集,就能保持幅度信息。

当 R 不能认为很大时,也就是实际探测器输出回路的情况。因为电容两端不可避免存在漏电阻,或者后接电路的并联电阻 R ,电容上的电压就要对电阻 R 放电,波形如图3.3.7(c)所示。如果电流波形为一冲击函数 $Q\delta(t)$,它给 C 充电的电荷来不及通过 R 泄放,则在 $t=0$ 时输出电压幅度达到最大值 $V_{CM0}=\frac{Q}{C}$,随后再以时间常数 RC 放电。而当有一定宽度的电流脉冲输入时,不管形状如何,在信号宽度内,电容 C 被信号充电,同时通过 R 放电,充电所能达到的幅度为 V_{CM} , V_{CM} 总是小于 V_{CM0} ,所以,输入电流脉冲宽度有限时,则在输出回路 RC 电路上产生的电压幅度 V_{CM} 恒小于输入时电荷的冲击电流产生的幅度 V_{CM0} ,这种幅度上的亏损被称为弹道亏损。

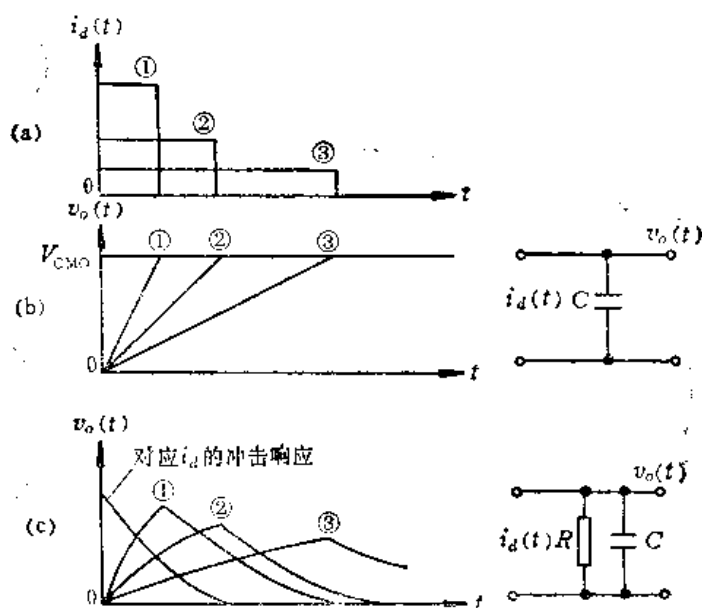


图3.3.7 探测器输出信号和弹道亏损的示意图

- (a) 探测器输出电流信号 (b) 信号(a)在电容 C 上产生的电压信号
(c) 信号(a)在 RC 电路上产生的电压信号

上面我们仅考虑探测器输出回路的弹道亏损的影响。

在实际中,总是选取输出回路的时间常数 $\tau_i \gg \tau_d$ (电流脉冲的宽度),以减小弹道亏损。对包括有谱仪放大器等测量系统,应考虑整个系统的影响。 V_{CM0} , V_{CM} 应在系统输出端测定。弹道亏损定义为

$$D_B = \frac{V_{CM0} - V_{CM}}{V_{CM0}} \quad (3.3.23)$$

当探测器电流脉冲宽度和形状一定时, D_B 与系统的冲击响应有关。在一般情况下输入电流脉冲的宽度愈大,冲击响应的顶部愈尖,弹道亏损 D_B 就愈大。

从提高计数率容量及信噪比考虑,滤波成形电路的时间常数一般比探测器输出回路时间常数 τ_i 要小得多,这样的系统中位于探测器输出回路后面的滤波成形网络是决定弹道亏损的主要因素。当然,这种弹道亏损最后要影响到输出幅度的变化,从而导致到能量分辨率变坏,在高分辨率谱仪中需要考虑这种因素的影响。而在通常情况下弹道亏损对能量分辨率的

影响比起噪声对能量分辨率的影响要小得多。只有在大体积探测器中电荷收集时间的涨落很大时才有影响。在电路设计中，只要适当注意一下，弹道亏损影响可以明显减小。

3. 堆积畸变

前面已谈到探测器输出信号存在着信号堆积现象。用小时数常数的成形电路（如微分电路）来缩短脉冲的宽度，可以减小堆积的影响，提高电路计数率容量。

信号的堆积与它的波形和工作的计数率有关，在能谱测量系统中，为了提高信噪比，以达到最佳的能量分辨率，谱仪放大器中多采用准高斯型的阻容滤波成形电路，时间常数较大，通常几微秒到几十微秒，输出信号有一定的峰部和缓慢衰减的尾部。这样在计数率高的情况下，由于堆积而引起谱的畸变，就成为主要的问题了。

一般可以将脉冲堆积对幅度测量影响分为峰堆积影响和尾堆积影响。

图3.3.8(a)显示了峰堆积的情形。被测信号①峰值在 t_M 时刻，信号②、③峰部对信号①的峰值 V_M 有影响，即②、③幅度在 t_M 时超过 $\varepsilon \cdot V_M$ ，这一种堆积称为峰堆积。

图3.3.8(b)显示了尾堆积的情况，被测信号①峰值在 t_M 时刻，信号②、③尾部对信号①的峰值 V_M 有影响，即②、③幅度在 t_M 时小于 $\varepsilon \cdot V_M$ ，这种堆积称为尾堆积。

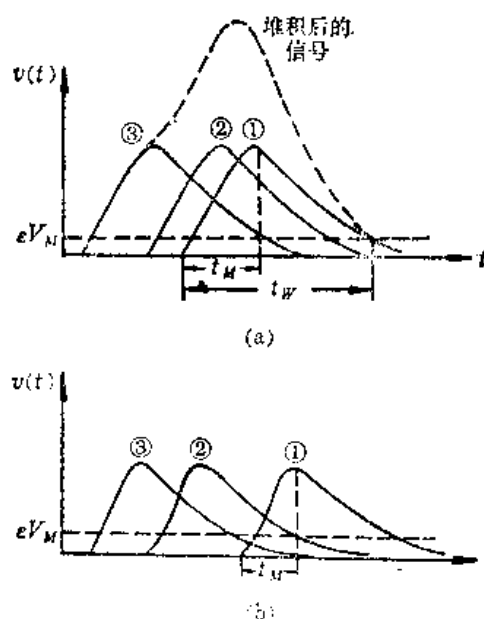


图3.3.8 (a) 峰堆积示意图 (b) 尾堆积示意图

核辐射探测器输出脉冲在时间上是服从泊松分布的。设信号的平均计数率为 $\bar{n}$ ，脉冲信号的峰部宽度为 t_W ，则在 t_W 内出现 N 个脉冲的概率为

$$P(N, t_W) = \frac{(\bar{n}t_W)^N}{N!} e^{-\bar{n}t_W} \quad (3.3.24)$$

当 $\bar{n} \ll \frac{1}{t_W}$ 时，即计数率不太高，二个脉冲之间的平均间隔比脉冲宽度大很多时，出现峰堆积的概率不大。例如 $\bar{n} = 10^4/\text{秒}$ ， $t_W = 20\mu\text{s}$ ， $\bar{n}t_W = 0.2$ 时，则在 t_W 内不出现脉冲的概率表示不出现峰堆积的概率为

$$P(0, t_W) = e^{-\bar{n}t_W} = e^{-0.2} = 0.82$$

在 t_W 内出现1个信号的概率则为

$$P(1, t_w) = \bar{n} t_w e^{-\bar{n} t_w} = 0.2 e^{-0.2} = 0.16$$

它表示在测量时刻 t 出现1个堆积信号峰部的概率。

在 t_w 内出现2个信号的的概率则为

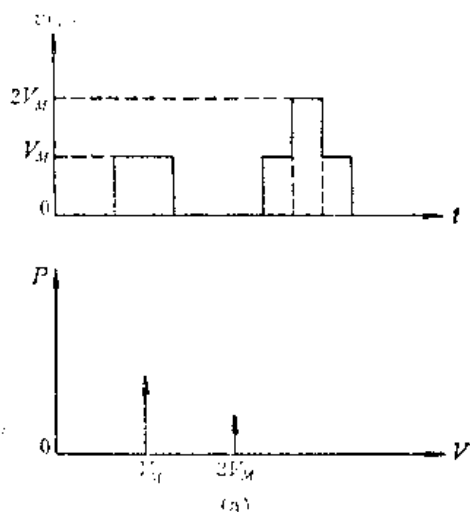
$$P(2, t_w) = \frac{1}{2} (\bar{n} t_w)^2 e^{-\bar{n} t_w} = 0.016$$

它表示在测量时刻出现2个堆积信号峰部的概率。由上述分析可知峰堆积通常受1个或2个信号的堆积。

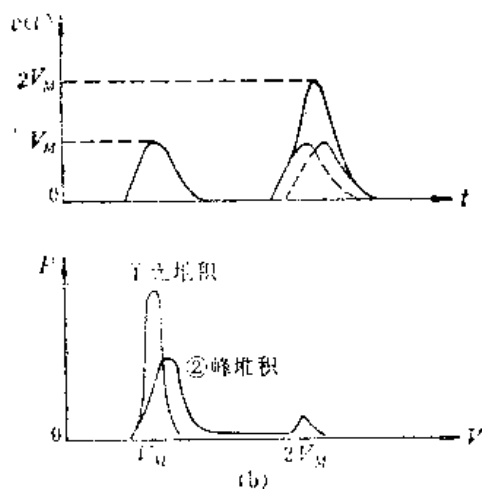
这里简述峰堆积和尾堆积的影响。为简明起见, 设输出信号为一个矩形波, 其它影响一律不考虑。如图3.3.9(a)所示, 在信号系列中有一个无堆积信号, 有两个相互堆积的信号。在 $\bar{n} \ll \frac{1}{t_w}$ 的条件下, 三个信号相互堆积的概率很小, 并且认为可以忽略。在幅度分布中除了 V_M 外还出现 $2V_M$ 信号。对于实际的输出波形如图3.3.9(b)所示, 在峰堆积的情况下, 堆积在峰的平坦部分的概率比在前沿和后沿部分要大, 这样出现 $2V_M$ 的概率在堆积中是较大一些, 在信号前沿和后沿地方峰堆积概率小一些, 使幅度分布在 V_M-2V_M 之间概率小一些。

考虑到综合因素, 在无堆积的情况下, 幅度分布如图3.3.9(b)中①所示, 当发生峰堆积后变为②, 结果使①峰位下降, 宽度变大, 而且有峰位右移的趋势, 在 $2V_M$ 处出现假峰。这就是峰堆积引起的畸变。一般峰堆积计算比较复杂, 大都要通过计算机进行。在实际中都是引入堆积拒绝电路剔除堆积的信号, 从根本上解决峰堆积现象。

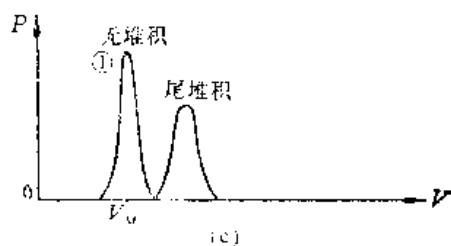
再看尾堆积的影响, 通常信号尾部幅值很小, 对被测信号影响也较小。但是尾部持续时



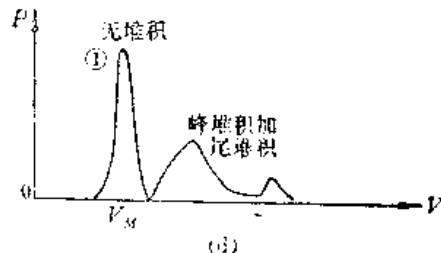
(a) 矩形波堆积后的幅度分布



(b) 实际波形中峰堆积后的幅度分布



(c) 实际波形中尾堆积后的幅度分布



(d) 实际波形中峰堆积和尾堆积同时作用后的幅度分布

图3.3.9 峰堆积和尾堆积对能谱的影响

间很长, 这样发生尾堆积的概率就要比峰堆积的概率大得多。尾堆积是大量的尾部信号堆积, 这样形成了一个变化缓慢的电平, 使信号基线发生涨落。结果使谱峰的半宽度变大, 峰位偏移, 如图3.3.9(c)所示。图3.3.9(d)给出了同时有峰堆积和尾堆积的幅度分布概率密度图形。

根据坎贝尔定理, 在测量时刻 t 的尾堆积产生的基线偏移的平均值和基线的涨落的均方值为

$$\bar{v}_b = \bar{n}\bar{Q} \int_{-\infty}^t h(t) dt \quad (3.3.25)$$

$$\sigma^2(\bar{v}_b) = \bar{n}Q^2 \int_{-\infty}^t h^2(t) dt \quad (3.3.26)$$

其中 $\bar{n}$ 为平均计数率, $\bar{Q}$ 为平均电荷, $h(t)$ 为网络的冲击响应。

基线电平 v_b 是指某一测量时刻 t 以前各信号尾部对 t 时刻输出电平的贡献。由于尾堆积是大量输出信号的尾部叠加起来的, 所以 v_b 的分布可以近似为高斯分布。求得 $\sigma(\bar{v}_b)$ 就可以按高斯分布公式确定 v_b 的分布形状和半高宽, 从而确定尾堆积对能量分辨率的影响。

$$\text{FWHM}_b = \sqrt{(\text{FWHM}_0)^2 + (2.36\sigma(\bar{v}_b))^2}$$

FWHM_0 为无堆积时的能量分辨率, FWHM_b 为有尾堆积时的能量分辨率。

四、无源滤波成形电路

1. 极-零相消电路

前面已经定性的讲述了CR微分电路, 当输入信号前沿非常快而后沿又非常慢时, 可以近似看作为一个阶跃信号, 微分电路输出后并不存在下冲现象。实际前置放大器电路输出信号是按指数衰减的, 而不是阶跃的。在通过微分电路时, 则其输出就会出现下冲。如图3.3.10所示。

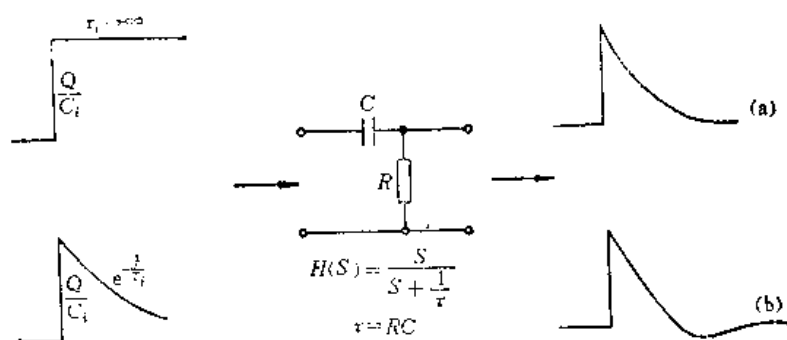


图3.3.10 (a) 阶跃脉冲通过RC微分电路后的输出波形
(b) 指数衰减型脉冲通过RC微分电路的输出波形

我们可以用运算法来定量分析。设输入为阶跃信号

$$v_i(t) = \frac{Q}{C_i} u(t), \quad V_i(S) = \frac{Q}{C_i} \cdot \frac{1}{S}$$

通过微分电路后输出电压

$$V_o(S) = V_i(S) \frac{S}{S + \frac{1}{\tau}} = \frac{Q}{C_i} \cdot \frac{1}{S + \frac{1}{\tau}} \quad (3.3.27)$$

$\tau = RC$, 反变换 $v_o(t) = \frac{Q}{C_i} e^{-\frac{t}{\tau}}$ 为单极性的信号。

如果输入一个指数衰减的信号

$$v_i(t) = \frac{Q}{C_i} e^{-\frac{t}{\tau_i}}, \quad V_i(S) = \frac{Q}{C_i} \frac{1}{S + \frac{1}{\tau_i}} \quad (3.3.28)$$

$$\text{则} \quad V_o(S) = \frac{Q}{C_i} \frac{S}{\left(S + \frac{1}{\tau_i}\right)\left(S + \frac{1}{\tau}\right)} \quad (3.3.29)$$

τ_i 为输入脉冲的衰减时间常数, 反变换后得

$$V_o(t) = \frac{Q}{C_i} \frac{1}{\tau_i - \tau} (\tau_i e^{-\frac{t}{\tau}} - \tau e^{-\frac{t}{\tau_i}}) \quad (3.3.30)$$

从 (3.3.30) 式中可以看出输出波形出现了下冲。在实际电路中 $\tau_i \gg \tau$, 我们可以近似得到微分脉冲的幅度 V_{Mo} 和脉冲下冲的幅度 V_- 关系

$$\frac{V_-}{V_{Mo}} = \frac{\tau}{\tau_i} \quad (3.3.31)$$

τ_i 越大, 下冲幅度也就越小, $\tau_i \rightarrow \infty$, 相当于输入阶跃脉冲, 通过微分电路不再存在下冲。

t 足够大时, 在 $\tau_i \gg \tau$ 条件下 (3.3.30) 式就可以简化为下式

$$v_o(t) = -\frac{Q}{C_i} \cdot \frac{\tau}{\tau_i} e^{-\frac{t}{\tau_i}} \quad (3.3.32)$$

(3.3.32) 式表示: 下冲以后, 以一个很大的时间常数 τ_i 缓慢地衰减, 恢复到零。由于下冲的存在, 而且恢复时间又很长, 它严重影响系统对正常信号放大的性能, 特别对于大脉冲信号后测量的情况, 存在信号的下冲会使后级放大器过载, 工作在非线性区, 对小信号失去放大能力, 如图 3.3.11 所示。

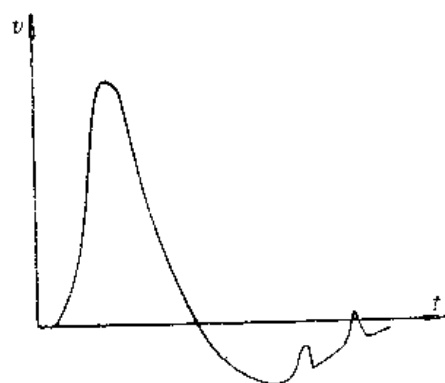


图 3.3.11 大脉冲信号后下冲引起过载的现象

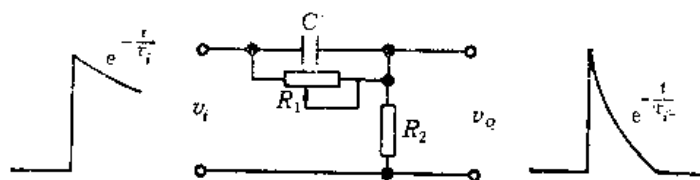


图 3.3.12 极-零相消电路

比较 (3.3.27) 式和 (3.3.29) 式, 可以看到输入指数衰减型信号 $v_i(t) = \frac{Q}{C_i} e^{-\frac{t}{\tau_i}}$

通过 CR 微分电路后的拉氏变换, 比 $\frac{Q}{C_i} u(t)$ 阶跃输入信号通过微分电路后多了一个极点

$S = -\frac{1}{\tau_i}$, 一个零点 $S = 0$ 。利用极-零补偿技术, 设计一个电路使其中一个零点 (或极点) 和另一个极点 (或零点) 相抵消, 就可以消除下冲。图3.3.12给出了极-零相消电路,

与微分电路相比只是多了一个 R_1 电阻, 使原来微分电路的传递函数由 $\frac{S}{(S + \frac{1}{\tau})}$ 变成为

$\frac{S + \frac{1}{\tau_i}}{S + \frac{1}{\tau}}$, 即把原来的零点由 $Z = 0$ 移到 $Z = -\frac{1}{\tau_i}$, 使它和极点 $P = -\frac{1}{\tau_i}$ 相消, 在输出得到单极性的指数衰减波形。

此电路的传递函数

$$H(S) = \frac{S + \frac{1}{\tau_i}}{S + \frac{1}{\tau_2}} \quad (3.3.33)$$

其中 $\tau_1 = R_1 C$, $\tau_2 = (R_1 // R_2) \cdot C$

$$V_o(S) = \frac{Q}{C_i} \cdot \frac{1}{S + \frac{1}{\tau_i}} \cdot \frac{S + \frac{1}{\tau_i}}{S + \frac{1}{\tau_2}} \quad (3.3.34)$$

令 $\tau_1 = \tau_i$ (可调节 R_1 阻值来实现), 则

$$V_o(S) = \frac{Q}{C_i} \cdot \frac{1}{S + \frac{1}{\tau_2}},$$

$$v_o(t) = \frac{Q}{C_i} e^{-\frac{t}{\tau_2}} \quad (3.3.35)$$

利用极-零相消电路, 消除下冲, 使信号脉冲变为单极性。

图3.3.13给出另一种极-零相消电路, 设 R_1 很大, $R_1 \gg R_2$, 这样流过 R_2 的电流远大于流过 R_1 的电流。

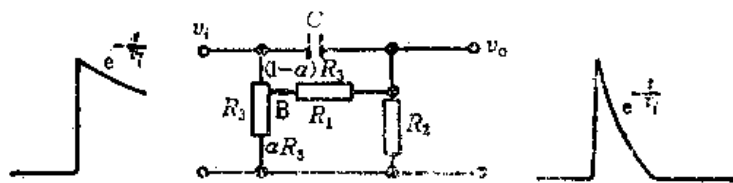


图3.3.13 极-零相消电路

$V_B = \alpha v_i(t)$, α 为分压系数

在输入信号作用下, 流过电容 C 上的信号电流

$$I_o(S) = (V_i(S) - V_o(S)) \cdot SC \quad (3.3.36)$$

同样流过 R_1 上的信号电流

$$I_{R_1}(S) = (\alpha V_i(S) - V_o(S)) / R_1 \quad (3.3.37)$$

输出信号

$$V_o(S) = \left\{ [V_i(S) - V_o(S)] \cdot SC + [\alpha V_i(S) - V_o(S)] \cdot \frac{1}{R_1} \right\} \cdot R_2 \quad (3.3.38)$$

$$H(S) = \frac{V_o(S)}{V_i(S)} = \frac{S + \frac{1}{\tau_1}}{S + \frac{1}{\tau_2}} \quad (3.3.39)$$

其中 $\tau_1 = \frac{R_1 \cdot C}{\alpha}$, $\tau_2 = (R_1 // R_2) \cdot C$

当 $\alpha = 1$, 与图3.3.12极-零相消电路相同。

当 $\alpha = 0$, $\tau_1 \rightarrow \infty$, $\tau_2 = (R_1 // R_2) \cdot C$, 相当于微分电路。

可以看出图3.3.13电路比图3.3.12电路调节的范围要大。

极-零相消电路可以将输入脉冲顶部较大衰减时间常数变成较小衰减时间常数,从而达到微分目的。当调整电阻值使 $\tau_1 = \tau_2$ 时即可以消除脉冲的下冲。我们也称极-零相消电路为极-零补偿的微分电路。

由于要求 $\tau_1 = \tau_2$, 才能达到消除下冲的目的, 所以电路要适当的调整。可以用脉冲示波器观察输出脉冲, 尽量调整到最佳波形。如图3.3.14所示。

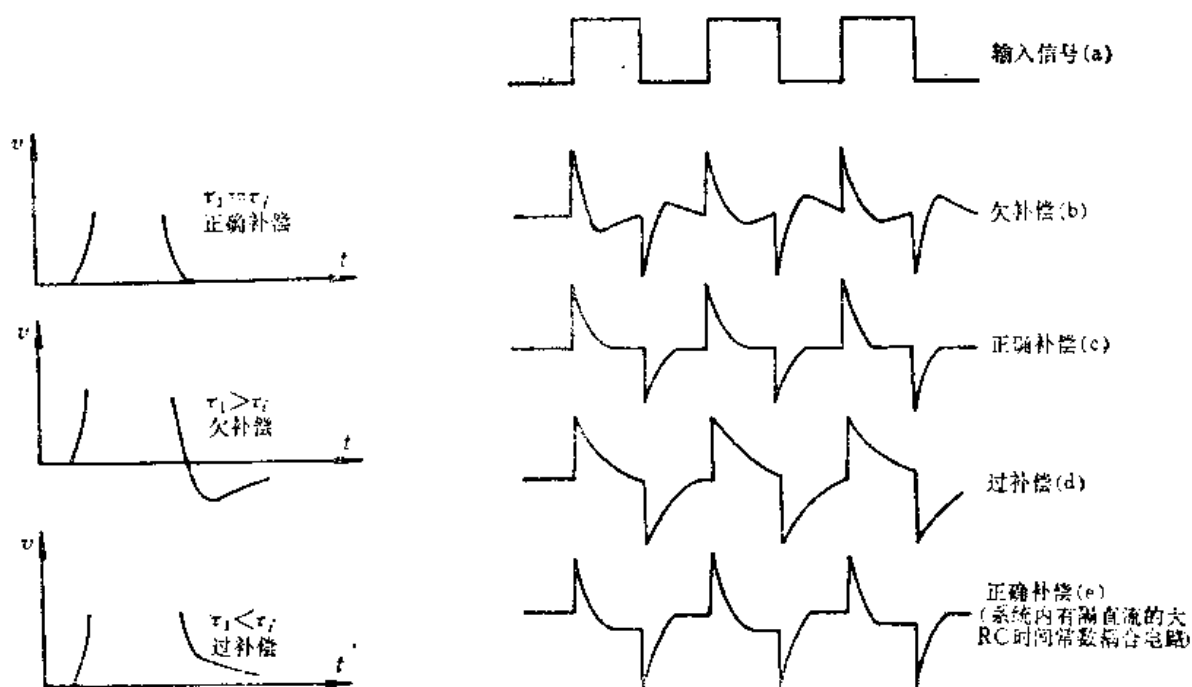


图3.3.14 极-零补偿调整波形

图3.3.15 用矩形脉冲输入时极-零相消电路的调整输出波形

利用矩形脉冲来调整, 使观察调整更为方便。方法如下: 设矩形脉冲的宽度要比系统输入脉冲宽度大得多。在调整时将矩形脉冲输入到电荷灵敏放大器的检验信号输入端, 然后在极-零相消电路输出端观察, 以调整到最好的效果, 如图3.3.15所示。这里说明一下, 当系统内还存在隔直流大时间常数的CR耦合电路时, 由于耦合电容上脉冲持续时间充放电, 将使极-

零相消电路在补偿正确时输出正负脉冲的后沿稳定在不同的电平上,如图 3.3.15 (e) 所示。

2. 极-零相消和RC积分滤波成形电路

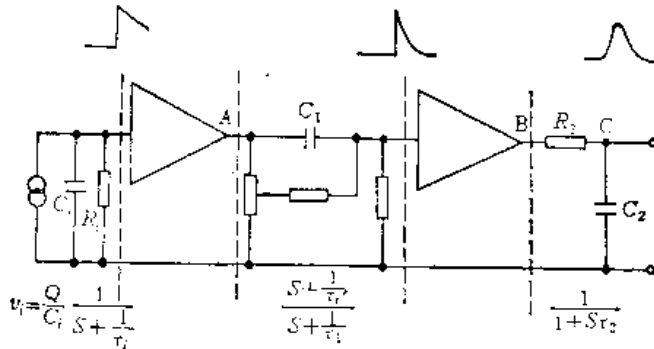


图 3.3.16 极-零相消RC积分滤波成形电路

从图 3.3.16 中我们可以得到当输入信号为

$$v_i(t) = \frac{Q}{C_1} e^{-\frac{t}{\tau_1}}, \quad V_i(S) = -\frac{Q}{C_1} \cdot \frac{1}{(S + \frac{1}{\tau_1})}$$

则输出信号为

$$V_o(S) = -\frac{Q}{C_1} \cdot \frac{1}{(S + \frac{1}{\tau_1})} \cdot \frac{S + \frac{1}{\tau_1'}}{S + \frac{1}{\tau_1}} \cdot \frac{1}{1 + S\tau_2} \quad (3.3.40)$$

取 $\tau_1' = \tau_1$, 则

$$\begin{aligned} V_o(S) &= -\frac{Q}{C_1} \cdot \frac{1}{S + \frac{1}{\tau_1}} \cdot \frac{1}{1 + S\tau_2} \\ &= -\frac{Q}{C_1} \cdot \frac{\tau_1}{(1 + S\tau_1)} \cdot \frac{1}{(1 + S\tau_2)} \end{aligned} \quad (3.3.41)$$

拉氏反变换得

$$v_o(t) = -\frac{Q}{C_1} \cdot \frac{\tau_1}{(\tau_1 - \tau_2)} \cdot (e^{-t/\tau_1} - e^{-t/\tau_2}) \quad (3.3.42)$$

这里 τ_1 就相当于微分电路中的 τ 时间常数。一般也就称微分时间常数。

根据上式在输出幅度归一化情况下,在不同的微分时间常数 τ_1 和不同积分时间常数 τ_2 情况下,画出它们的输出波形,如图 3.3.17 所示。从图 3.3.17 可以看到在 $\tau_1 = \tau_2$ 时成形脉冲的宽度较窄,而且顶部保持一定的宽度,这对后续测量电路来讲是十分有益的。可以证明 $\tau_1 = \tau_2$ 时也是信噪比的最佳条件,所以在通用的谱仪放大器中通常取 $\tau_1 = \tau_2 = \tau$ 。

此时输出波形为

$$v_o(t) = \frac{Qt}{C_1\tau} e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (3.3.43)$$

从上式中可以求出输出电压最大值 V_{oM} 及最大值时的时间 t_M :

$$V_{OM} = \frac{Q}{C_i e}$$

$$t_M = \tau$$

3. 准高斯滤波成形电路

在讨论最佳滤波器时已指出, 当成形波形为无限宽尖顶脉冲时, 可以达到最佳信噪比, 波形如图3.3.18 (a) 所示。

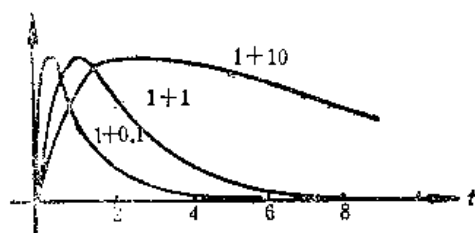


图3.3.17 不同微分、积分时间常数时归一化输出波形

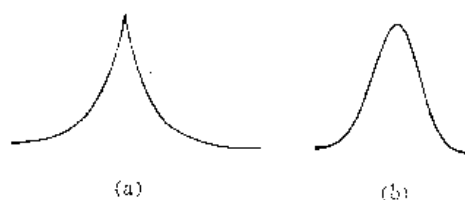


图3.3.18 (a) 无限宽的尖顶脉冲波形
(b) 高斯型脉冲波形

尽管这样的波形在实际中是无法实现的, 并且也不适合后续电路的测量要求。但是在理论上指出了信噪比的极限和成形波形的关系。通常用比较简单的实际滤波器来近似, 希望尽可能使成形后的波形接近无限宽尖顶脉冲, 以获得较好的信噪比, 又能适合后续电路的测量要求。高斯型波形是具有无限宽的脉冲, 而其顶部也保持一定的宽度, 如图3.3.18 (b) 所示。在实际使用中, 脉冲的宽度总是有限的, 为了达到高计数率测量的要求还应减小脉冲宽度。通常把波形成形到接近于高斯型波形的脉冲, 也称为准高斯型或半高斯成形。

极-零相消和RC积分滤波成形电路输出波形是不对称的。前沿部分比后沿部分要快一些。而CR- $(RC)^m$ 的滤波成形电路能获得准高斯型波形的脉冲, 基本上能满足上述要求, 电路如图3.3.19所示。

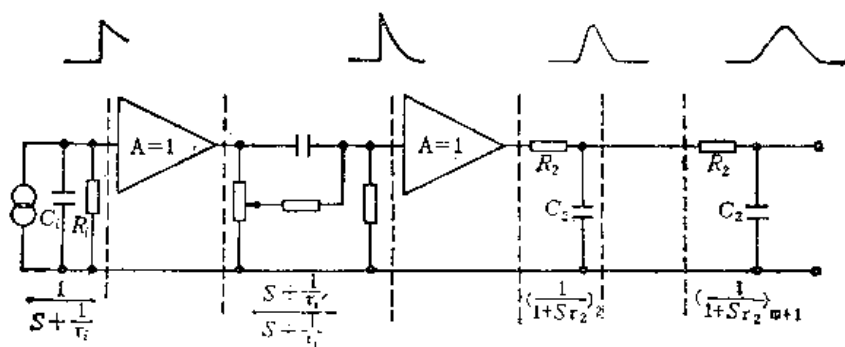


图3.3.19 极-零相消和 $(RC)^m$ 积分滤波成形电路

一级极-零相消微分电路, 再加 m 级积分电路, 取 $\tau_1 = \tau_2 = \tau_3 = \dots = \tau_{m+1} = \tau$, 则^[1]

$$V_i(S) = \frac{Q}{C_i} \cdot \frac{1}{S + \frac{1}{\tau_i}}, \quad \tau_i = R_i C_i$$

$$H(S) = \frac{S + \frac{1}{\tau_i}}{\left(S + \frac{1}{\tau}\right)^m}$$

$$V_o(S) = -\frac{Q}{C_i} \cdot \frac{\tau}{(1+S\tau)^{m+1}} \quad (3.3.14)$$

经拉氏反变换得

$$v_o(t) = -\frac{Q}{C_i m!} \left(-\frac{t}{\tau}\right)^m e^{-\frac{t}{\tau}} u(t) \quad (3.3.15)$$

从上面式子中可得到以下一些结论:

(1) 输出为单极性脉冲。

(2) 输出幅度达到最大值的时间 t_M , 通过 $-\frac{dv_o(t)}{dt} = 0$ 来求出

$$t_M = m\tau \quad (3.3.16)$$

相应的输出电压最大值为

$$V_{M0} = \frac{Q}{C_i} \cdot \frac{m^m}{m! e^m} \quad (3.3.17)$$

(3) 级数越多即 m 越大, $v_o(t)$ 的波形趋于高斯型。每当 m 增加 1, 在时域里则完成一次以指数函数为权的平均。因此幅度变小, 峰位后移, 脉冲的宽度也就越大, 并且峰两边波形愈趋近于对称。

为了达到接近高斯型波形, 使有较高信噪比, 实际使用时一般取级数 m 为 3—4, 即是一级极-零相消微分电路和三一四级积分电路。所得到输出波形如图 3.3.20 所示。

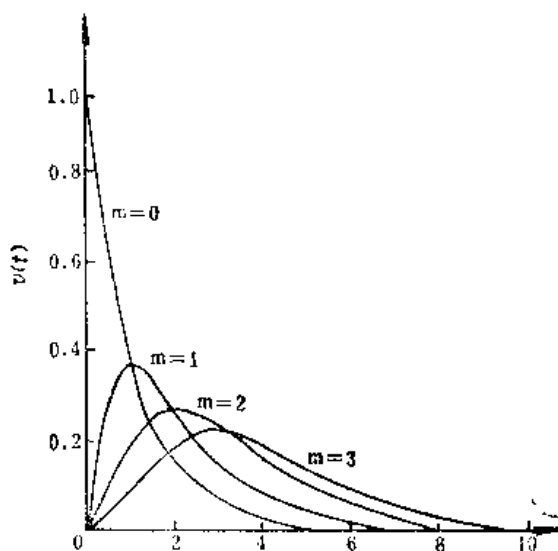


图 3.3.20 通过一次微分和 m 次积分滤波成形的脉冲形状

下面将简述 $CR-(RC)^m$ 滤波成形电路的噪声、堆积和弹道亏损等方面的性能。

这里给出 $CR-(RC)^m$ 滤波成形电路的信噪比劣值系数 F 的计算公式。

$$F = \frac{\eta_n}{\eta_{opt}} = \frac{m! e^m}{m^m} (2m-1)^{\frac{1}{4}} \left[\frac{(2m-3)!!}{2(2m)!!} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3.3.18)$$

其中 $(2m-3)!! = (2m-3)(2m-5) \cdots 5 \cdot 3 \cdot 1$

$(2m)!! = 2m(2m-2) \cdots 6 \cdot 4 \cdot 2$

对应实际滤波器信噪比最大值的时间常数为最佳的时间常数 τ_{opt}

$$\tau_{opt} = \tau_c / \sqrt{2m-1}$$

不同 m 值的 F 和 τ_{eff} , 如表3.1所示。

表3.1 不同 M 值 F 和 τ_{eff} 的对照表

m	1	2	3	4	5	∞
τ_{eff}	τ_0	$0.58\tau_0$	$0.45\tau_0$	$0.38\tau_0$	$0.33\tau_0$	0
F	1.36	1.22	1.18	1.17	1.16	1.12

在 $m \geq 3$ 时与 m 为 ∞ 时的 F 值已经非常接近。故取三~四级就可以得到较好的信噪比。

由 $(CR)-(RC)^m$ 电路成形的输出脉冲顶部较为平坦, 所以弹道亏损较小, 适合于后续脉冲幅度分析器的要求。

在 $(CR)-(RC)^m$ 滤波成形中, 峰堆积可以通过堆积拒绝电路来剔除。尾堆积的影响在计数率确定情况下, 主要是脉冲宽度的影响, 根据脉冲平均宽度的定义, $CR-(RC)^m$ 的平均宽度表示为

$$\bar{t}_w = \frac{1}{V_{M0}} \int_0^\infty v_o(t) dt$$

$$\text{其中 } V_{M0} = \frac{Q}{C_i} \cdot \frac{m^m}{m! e^m}, \quad v_o(t) = \frac{Q}{C_i m!} \left(\frac{t}{\tau} \right)^m e^{-\frac{t}{\tau}} u(t)$$

$$\text{所以 } \bar{t}_w = \left(\frac{e}{m} \right)^m (m!) \tau \quad (3.3.49)$$

取 $\tau = \tau_{eff}$, 则

$$\bar{t}_w = \left(\frac{e}{m} \right)^m \frac{m!}{\sqrt{2m-1}} \tau_0 \quad (3.3.50)$$

计算表明, 给出在实际最佳信噪比条件下, 随着 RC 积分次数增多, 成形脉冲的宽度和平均宽度都变窄, 峰堆积概率和基线的偏移及涨落都减小。

成形电路时间常数 τ 的取值由实验要求所决定。对半导体探测器在计数率允许的情况下 τ 可选 $2\mu s$ 左右或更大。当计数率增加时 τ 可选择适当小一些。对气体探测器 τ 可选择适当大一些, 约 $(2-10)\mu s$ 。从成形电路本身来讲, 把调节范围尽可能做得大一些, 使各种实验条件下都能调整。

必须指出, 如果在所有隔离级 $A=1$ 的条件下通过滤波成形电路后的输出幅度要比输入幅度小, 级数越多, 输出的幅度就越小。例如: 一级极-零相消和 $(RC)^4$ 积分的成形滤波电路的输入和输出的关系, 当 $t=m\tau=4\tau$ 时, 为

$$\begin{aligned} v_o(t) &= \frac{Q}{C_i m!} \left(\frac{t}{\tau} \right)^m e^{-\frac{t}{\tau}} u(t) = \frac{Q}{C_i} \cdot \frac{4^4}{4! e^4} \\ &= \frac{Q}{C_i} 0.195 \end{aligned} \quad (3.3.51)$$

可见输出幅度约为输入幅度的五分之一。

4. $(CR)^2-(RC)^m$ 滤波成形电路

3面电路基础在上节, 再加一级微分电路就变成 $(CR)^2-(RC)^m$ 成形滤波电路, 如图3.3.21所示。

第二次微分一般放在末级，输出脉冲由于再微分一次而变成双极性脉冲。

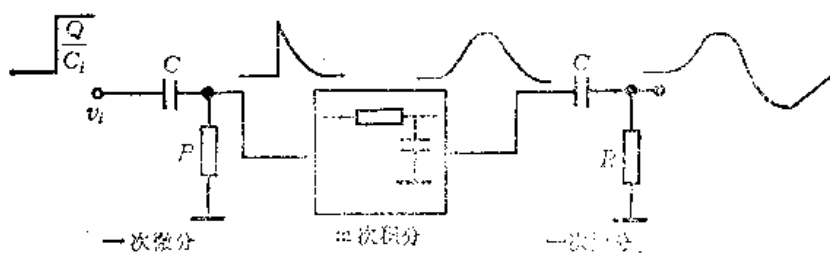


图3.3.21 二次微分和 $(RC)^m$ 积分滤波成形电路

$$V_o(S) = \frac{Q}{C_i} \cdot \frac{S\tau^2}{(1+S\tau)^{m+2}}$$

$$v_o(t) = \frac{Q}{C_i} \cdot \frac{(m+1)\tau - t}{(m+1)! \tau^{m+1}} t^m e^{-\frac{t}{\tau}} u(t) \quad (3.3.52)$$

从上式中可以得到以下结论：

(1) 输出为双极性脉冲。

(2) 当 $(m+1)\tau - t = 0$ 时，则 $t_0 = (m+1)\tau$ ， $v_o(t) = 0$ ，信号过零点 $t_0 = (m+1)\tau$ 与信号幅度无关。

(3) 级数越多， $m \rightarrow \infty$ 时，波形对称性也就越好，即输出波形正、负两瓣对称的双极性脉冲。

和 $(CR) - (RC)^m$ 电路一样， RC 积分电路一般取三~四级，也就足够了。输出波形如图3.3.22所示。

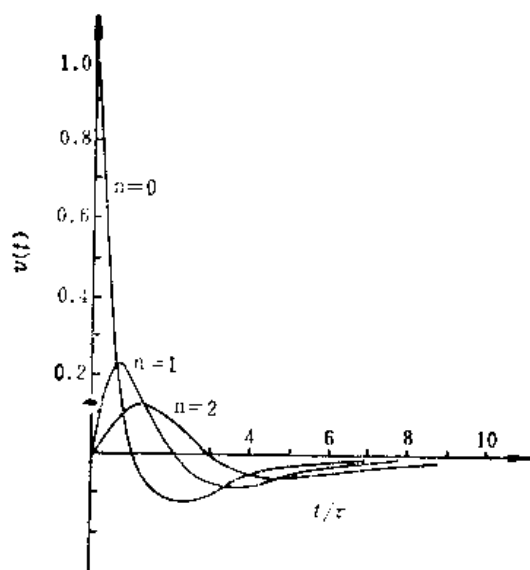


图3.3.22 通过二次微分和 m 次积分的滤波成形的脉冲波形

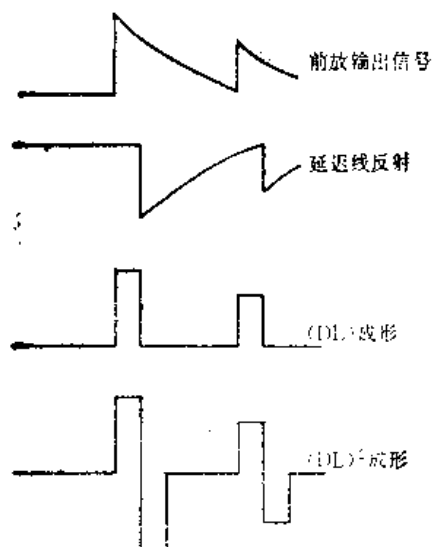


图3.3.23 延迟线成形脉冲

$(CR)^2 - (RC)^m$ 双极性滤波成形与 $(CR) - (RC)^m$ 单极性成形相比信噪比要变差，但它的基线偏移和涨落很小，在高计数率下仍能得到较好的能量分辨率。另外它所成形的脉

冲顶部较尖, 弹道亏损较大, 对后接幅度分析器的测量精度也不利。

另外, 脉冲宽度较大, 也增加了信号的堆积概率。

在低计数率高能量分辨率情况下, 一般用单极性脉冲。在要求高计数率时, 则可以用双极性脉冲, 并且采取减小脉冲宽度措施, 以使脉冲的基线偏移和涨落很小。

5. 延迟线滤波成形电路

延迟线成形可以得到宽度很窄的矩形脉冲, 单延迟线滤波成形 (DL) 能得到单极性矩形脉冲, 双延迟线滤波成形能得到双极性的脉冲, 如图 3.3.23 所示。

由于成形脉冲宽度较窄, 所以可用于高计数率情况和有关的定时电路。

(DL) 滤波成形电路, 如图 3.3.24 所示。

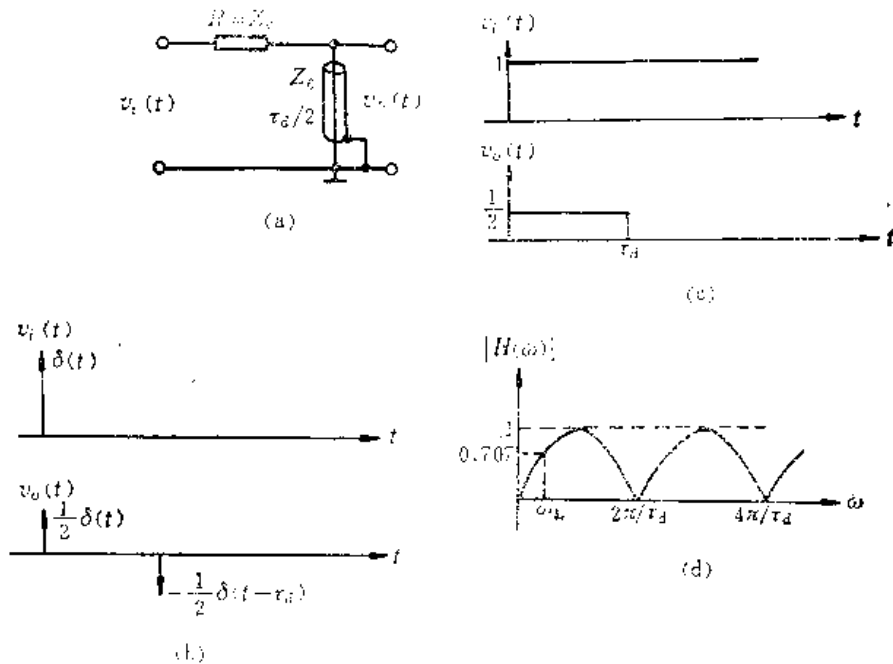


图 3.3.24 (DL) 滤波成形电路 (a) 电路原理图
(b) 冲击响应 (c) 阶跃响应 (d) 频率特性

延迟线的特性阻抗为 Z_0 , 延迟时间为 $\frac{\tau_d}{2}$ 。(DL) 成形电路的冲击响应:

$$h(t) = \frac{1}{2} [\delta(t) - \delta(t - \tau_d)] \quad (3.3.53)$$

其中第一项为入射信号, 第二项为反射信号, 波形如图 3.3.24(b) 所示。

当输入信号为一阶跃信号时, 可求出输出信号

$$v_o(t) = \frac{1}{2} [u(t) - u(t - \tau_d)] \quad (3.3.54)$$

输出信号为一矩形电压脉冲, 宽度为 τ_d , 幅度为输入信号的一半, 波形如图 3.3.24(c) 所示。

(DL) 成形电路的传输函数和振幅频谱分别为

$$H(S) = \frac{1}{2} (1 - e^{-S\tau_d}) \quad (3.3.55)$$

$$|H(\omega)| = \left| \sin \frac{\omega \tau_d}{2} \right| \quad (3.3.56)$$

可以看到振幅频谱呈周期性变化，它可以通过频率非常高的输入信号，如图3.3.24(d)所示。低频的下限 $\omega_L = \frac{\pi}{2\tau_d}$ 或 $f_L = \frac{1}{4\tau_d}$ 。如 τ_d 为0.5 μ s，则 $f_L = 500$ kHz，因此延迟线滤波成形电路可以抑制低频噪声或干扰，有时也称它为高通微分电路。

下面讨论(DL)滤波成形电路的噪声特性，前置放大器输出噪声的功率谱密度为 $S_n(\omega) = a^2 + \frac{b^2}{\omega^2}$ ，设测量仪器的通频带为 $0 - \omega_H$ ，测得它的噪声均方值为

$$V_n^2 = \int_0^{\omega_H} \left(a^2 + \frac{b^2}{\omega^2} \right) \sin^2 \frac{\omega \tau_d}{2} d\omega \quad (3.3.57)$$

当 $\omega_H \tau_d \gg 1$ 条件下

$$V_n^2 = \frac{a^2 \omega_H}{2} + \frac{\pi b^2 \tau_d}{4} \quad (3.3.58)$$

(3.3.58)式第一项为 a 噪声贡献， ω_H 愈大，则这一部分愈大。第二项是 b 噪声的贡献，因为 b 噪声中低频分量占优势，只要减少 τ_d ，将使下限通频带 ω_L 提高，就可以减少 b 噪声。

在仅考虑 a 噪声的贡献时，对于无(DL)成形时的噪声均方值为 $a^2 \omega$ ，信噪比 η 则为

$$\eta = \frac{|V_M|}{\sqrt{a^2 \omega_H}} \quad (3.3.59)$$

使用(DL)滤波成形将使 V_M 减少一半，这时信噪比 $\eta_{(a)}$ 为

$$\eta_{(a)} = \frac{\frac{1}{2}|V_M|}{\sqrt{\frac{a^2 \omega_H}{2}}} \quad (3.3.60)$$

$$\text{则 } \eta_{(a)} / \eta = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (3.3.61)$$

由此可见，由于使用了(DL)滤波成形电路，信噪比下降了 $1/\sqrt{2}$ 。其原因可以从成形过程来解释，入射信号和终端反射信号的位相相反，在输入端相迭加可以成形脉冲，但是对于噪声来讲，由于是随机的，彼此无关，但它们的均方值相等，在始端噪声均方值将相加，结果降低了系统的信噪比。

由于成形脉冲宽度小，故信号堆积的概率也小。同时成形的脉冲具有较好的平顶，弹道亏损将是很小的，有利于提高后接多道分析器的测量精度。

为了提高(DL)滤波成形电路信噪比，可以加一级低通滤波器(如RC电路)，通过压缩频带来改善信噪比。但这样输出脉冲顶部较尖，弹道亏损较大。这种成形电路称为(DL-RC)滤波成形电路。

(DL)²滤波成形电路如图3.3.25所示。

(DL)²滤波成形电路通常是由两级参数相同的(DL)滤波成形电路串联而成，可以成形双极性脉冲。它的冲击响应为

$$h(t) = \frac{1}{4} [\delta(t) - 2\delta(t - \tau_d) + \delta(t - 2\tau_d)] \quad (3.3.62)$$

波形如图3.3.25(b)所示。

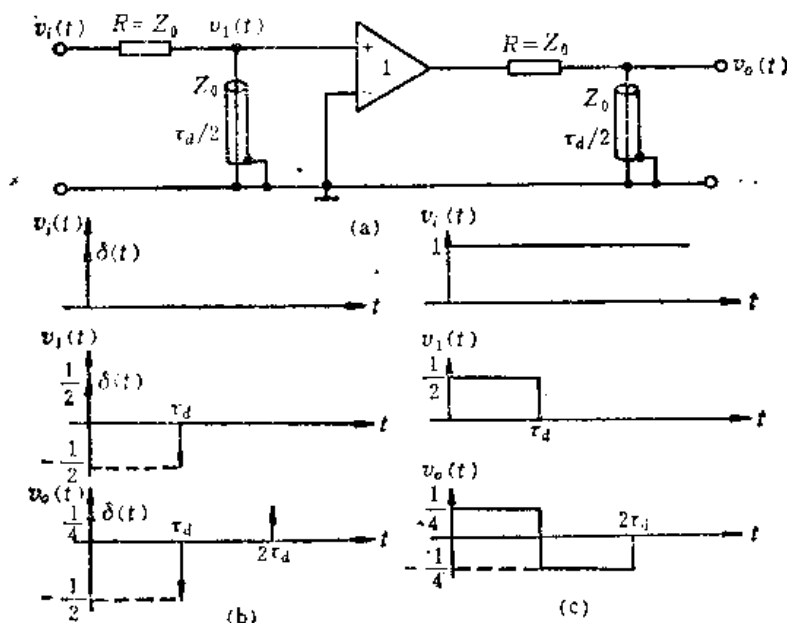


图3.3.25 (DL)²滤波成形电路 (a) 电路原理图 (b) 冲击响应 (c) 阶跃响应

当输入为一阶跃信号时，可求出输出信号

$$v_o(t) = \frac{1}{4} [u(t) - 2u(t - \tau_d) + u(t - 2\tau_d)] \quad (3.3.63)$$

波形如图3.3.25(c)所示。

输出信号为正负对称的双极性矩形脉冲，实际上由于延迟线本身有上限频率，故输入信号有一定的上升时间，因此成形脉冲不完全是矩形，而有一定的前沿和后沿。由于两次迭加使噪声增加，故信噪比性能比 (DL) 成形时更差，在 $\omega_B \tau_d \gg 1$ 条件下，可以计算出成形后的信噪比是成形前的 $1/\sqrt{6}$ 。由于这里双极性脉冲的直流分量为零，故在交流耦合时，基线可以几乎没有直流电位的偏移。与 (DL) 滤波成形一样，在 (DL)² 滤波成形电路后加一级 RC 低通滤波器，称为 (DL)²-(RC) 成形电路。

以上介绍的滤波成形电路都是无源器件组成的，在性能上比理想的要差一些。但是它们的优点是电路简单，调整方便。

五、有源滤波成形电路

有源滤波成形电路是由运算放大器，电阻和电容等元器件所组成。利用运算放大器的特点使有源滤波成形电路，与无源成形电路相比，更接近于理想的微分和积分特性，用它来构成滤波成形电路，把放大和滤波成形连在一起，既节省了元件，而且比无源滤波成形电路的

级数少，效果好。

1. 运算放大器构成简单的微分电路和积分电路

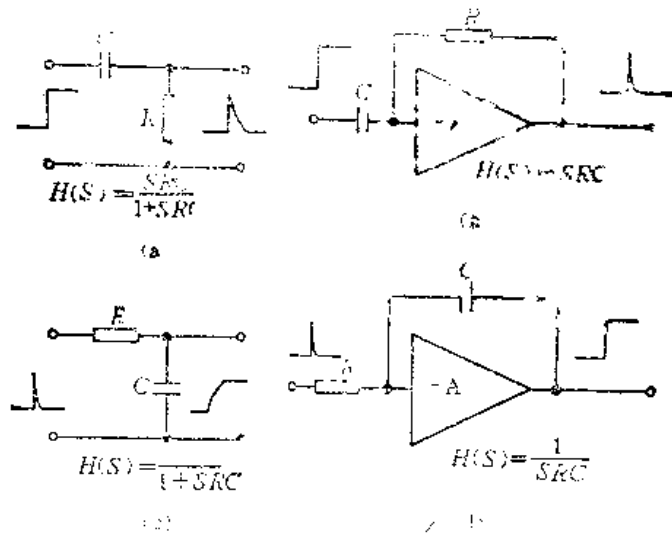


图3.3.26 (a) 无源微分电路 (b) 有源微分电路
(c) 无源积分电路 (d) 有源积分电路

图3.3.26给出了运算放大器构成的微分电路和积分电路原理图，这里把运算放大器看为一个理想的器件。

即开环倍数 $A_o \rightarrow \infty$ (和频率无关)

输入阻抗 $R_i \rightarrow \infty$

输出阻抗 $R_o \rightarrow 0$

有源的CR微分电路，它的传输系数 $H(S) = SRC$ ，相当于无源的CR微分电路中的CR时间常数取得很小的情况。在实际中，无源CR微分电路时间常数如果取得很小，将无法正常工作。

同样有源的RC积分电路，它的传输系数 $H(S) = \frac{1}{SRC}$ ，相当于无源RC积分，电路中RC时间常数取得非常大的情况。

在实际使用中，无源RC积分电路中时间常数取得非常大，也将无法正常工作。

采用有源的RC积分和CR微分电路可获得更接近于理想的波形，由于运算放大器不可能是理想器件，所以输出波形比理想波形要差一些，如图3.3.26所示的波形。

2. 常用的有源滤波器

(1) 分析图3.3.27所示的有源滤波器。

它是一次无源积分和一次有源积分的滤波成形电路。有源积分是用运算放大器加RC反馈网络所组成。它属于反相运算放大器电路。

根据网络方程，可以求出系统的传输系数

$$V_o(S) = -(i_1 - i_2) \frac{R_3}{1 + SR_3 C_2} \quad (3.3.64)$$

$$V_i(S) = i_1 R_1 + i_2 \cdot \frac{1}{SC_1} \quad (3.3.65)$$

$$i_2 \frac{1}{SC_1} = (i_1 R_2 - i_2 R_2) \quad (3.3.66)$$

令 $\tau_1 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \cdot C_1$ (一般取 $R_1 = R_2$) , $\tau_2 = R_3 \cdot C_2$, 则

$$H(S) = \frac{V_o(S)}{V_i(S)} = \frac{R_3}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{(1 + S\tau_1)} \cdot \frac{1}{(1 + S\tau_2)} \quad (3.3.67)$$

这个传输系数与二次RC积分电路传输系数相比, 形式完全相同。所以相当于完成了二次无源RC积分。在无源滤波成形器中往往在中间要加一级隔离级, 在谱仪放大器中, 两个无源滤波器中往往加上一个放大节。我们把这放大节改为运算放大器形式, 使它既可以完成放大任务, 又起到一次积分作用。这样可以用较少元器件而实现更多次的积分, 使输出的波形更接近于高斯型形状。

如果在电容 C_2 上串一个小电阻 R_4 , 电路性质不变, 而 τ_2 变为 $(R_3 + R_4) \cdot C_2$ 。

这种低通有源滤波器优点就是简单, 但阻带区衰减太慢, 它可以用在要求不高的地方。

(2) 图3.3.28所示为另一种有源积分滤波器。

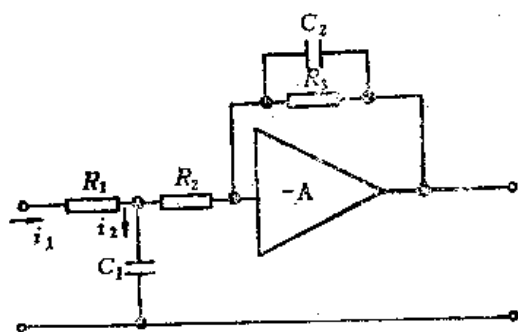


图3.3.27 有源积分滤波电路

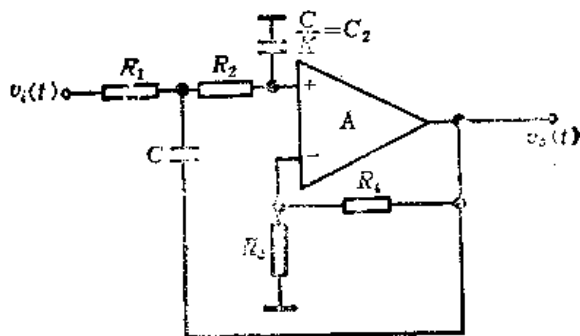


图3.3.28 有源积分滤波电路

由于它是一个同相端输入的有源滤波器, 它对RC网络显示了很高的输入阻抗。因此, 整个电路的选频特性基本上取决于RC网络, 改变 R_4 和 R_3 比值可以获得所需要的增益。在阻带区比一般RC有源滤波器阻带区要衰减得快。选取适当参数可以产生共轭复数极点。

从图3.3.28中可列出方程

$$V_o(S) \frac{R_3}{R_4 + R_3} = V_o(S) \frac{K}{K + SR_2 C} \quad (3.3.68)$$

$$\frac{V_i(S) - V_o(S)}{R_1} = \frac{V_o(S) - \frac{R_3}{R_4 + R_3} V_o(S)}{R_2} + \frac{V_o(S) - V_o(S)}{\frac{1}{SC}} \quad (3.3.69)$$

在实际的电路中取 $R = R_1 = R_2$, $C_1 = C = KC_2$, 这里取 $K = 2$, $\tau = RC$, 当 $R_3 \rightarrow \infty$, 负反馈系数 $F \rightarrow 1$, 在这个条件下可解

$$\frac{V_o(S)}{V_i(S)} = H(S) = \frac{\frac{2}{RC_2}}{S^2 + \frac{2}{RC}S + \frac{2}{R^2C^2}} \quad (3.3.70)$$

令 $RC = \tau$

$$H(S) = \frac{2}{\tau^2} \frac{1}{(S + \frac{1+j}{\tau})(S + \frac{1-j}{\tau})} \quad (3.3.71)$$

从上式可以看出这种有源积分滤波器是存在一对共轭复数极点。复极点的时间常数为 RC 。它的冲击响应

$$h(t) = \frac{2}{\tau} e^{-\frac{t}{\tau}} \cdot \sin \frac{t}{\tau} u(t) \quad (3.3.72)$$

一对共轭复数极点，它的冲击响应为一个衰减振荡形式。其双极性并不严重，这时形成脉冲的宽度不大，下冲也很小，于是尾部堆积产生的基线涨落也很小。与 $(RC)^2$ 积分滤波成形电路相比较，成形脉冲的顶部并不尖锐，所以弹道亏损产生的影响也很小，它的波形形状可以比 $(RC)^2$ 电路形状更好一些。从复数和负实数极点在时域中波形作归一化处理及比较以后可以看出，二者的成形波形的特点，如图3.3.29所示。在有源积分滤波器中产生一对共轭复数极点方法，可以改善滤波成形电路的性能，在高分辨率谱仪中得到了广泛的应用。

(3) 图3.3.30 所示又一种的有源积分滤波器。

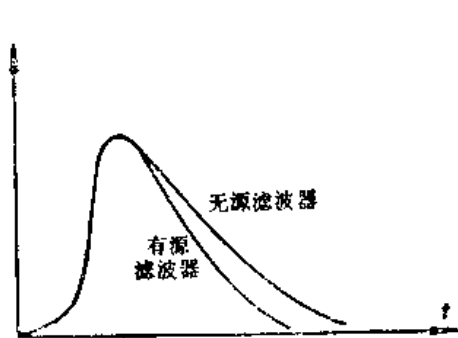


图3.3.29 有源滤波器和无源滤波器输出波形比较

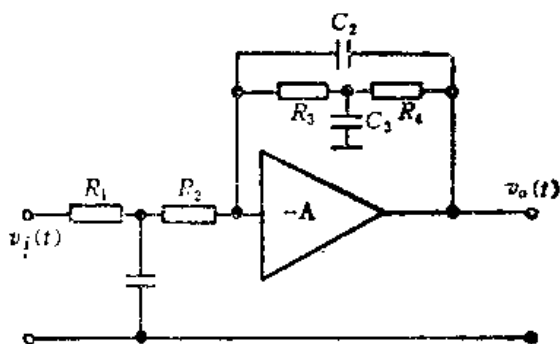


图3.3.30 有源积分滤波电路

与图3.3.27相比多了一个电容 C_3 。

适当调整参数可以使传输系数产生一对共轭复数极点，当然也具有图3.3.28所示有源滤波器电路的一样优点。这里定性分析一下过程。运算放大器的反馈网络是一个桥式T型网络。高频时，由于 $\frac{1}{SC_2}$ 很小，信号通过 C_2 传递。在低频时，由于 $\frac{1}{SC_2}$ ， $\frac{1}{SC_3}$ 很大，信号通过电阻传递。在中间频率时，这二路的阻抗都较大，所以传递信号存在着通频带，如图3.3.31(a)所示。当作为反馈网络加在运算放大器两端时，输出端的频率特性正好和桥式T型网络的特性相反，如图3.3.31(b)所示。由于 C_3 的作用使有源滤波器带宽不是 $(0 - f_H)$ ，而是 $(f_L - f_H)$ ，可以使脉冲的后沿快一些，以提高分辨时间。一般取 $C_2 > C_3$ 以能得到非常近似的单极性脉冲。

这样二级的积分器可以相当于普通无源RC积分器7级串联的效果。

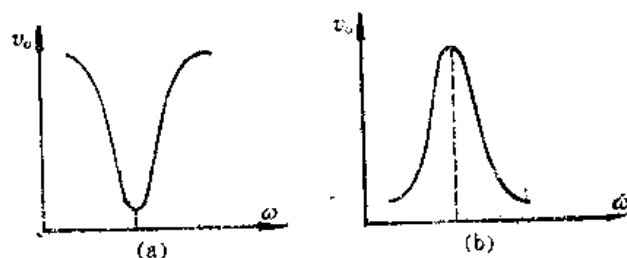


图3.3.31 (a) 桥式T型网络频率特性 (b) 通过运放后的频率特性

以上所述有源滤波器显然有很大的优点，它也有一些不足之处。由于运算放大器参数不可能是理想的，参数的变化就要影响滤波器的性能。如在运算放大器两端的反馈网络时间常数，在通用的谱仪放大器中需要在很宽的范围内加以调节，但由于反馈网络参数变化很可能引起谱仪放大器的振荡或不稳定，必须降低放大器的高频特性来达到稳定，所以在一定程度上影响了放大器的带宽。

六、时变滤波成形电路

前面阐述的滤波成形电路都是时不变的电路，即电路的特性与时间无关。而时变滤波成形电路特性与时间有密切关系。图3.3.32给出了时变微分电路和积分电路的示意图以及输入输出的波形图。

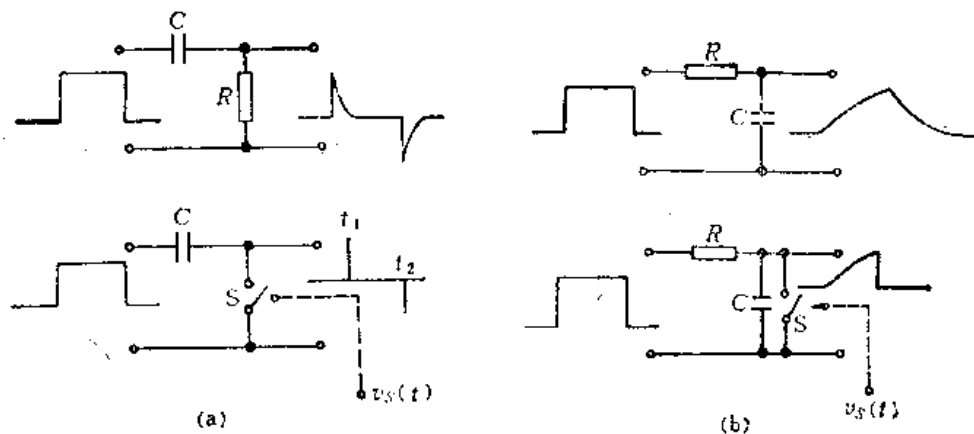


图3.3.32 (a) 时变微分电路示意图 (b) 时变积分电路示意图

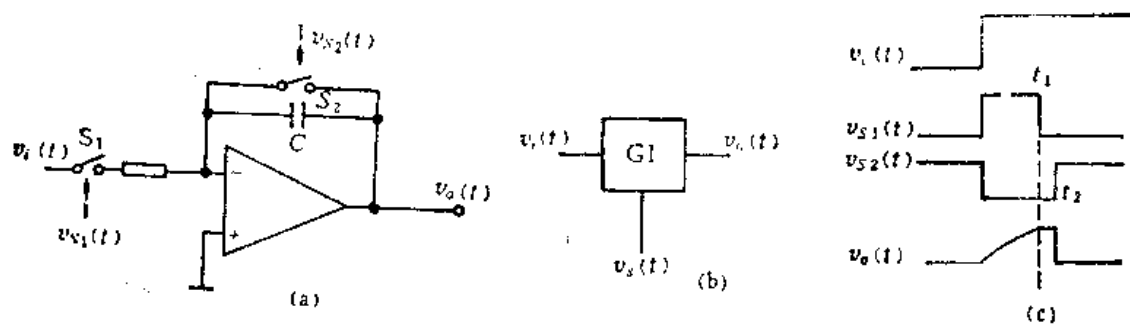


图3.3.33 门控积分器示意图

(a) 电路原理图 (b) 门控积分符号 (c) 门控积分器的波形图

门控信号 $v_s(t)$ 受被测信号的控制，平时使开关S接通，电路的时间常数为零，到输入矩形脉冲信号的跳变时刻 (t_1, t_2) 开关S打开，电路的时间常数趋于无穷大，仅在矩形脉冲上跳和下跳瞬间允许有信号输出，其余时间输出为零。对于时变积分电路，门控信号使开关S平时接通，当信号一出现时，开关S打开，以时间常数 RC 进行积分，到需要结束时，使开关S闭合，输出为零。

图3.3.33(a)为门控有源积分器的示意图，图3.3.33(b)为它的符号标志。

门控有源积分器由有源积分器和开关 S_1 、 S_2 组成。开关由门控信号 $v_s(t)$ 来控制，各点波形如图3.3.33(c)所示。它的工作过程如下： t_0 时信号 $v_i(t)$ 开始输入，开关 S_1 接通，开关 S_2 断开。这时电路和一般有源积分器一样工作。 t_1 时刻门控信号 $v_s(t)$ 结束，开关 S_1 断开，开关 S_2 再还长一段时间（读出时间）到 t_2 时闭合，积分电容上电荷通过开关 S_2 迅速放电回到原点，输出一个具有平顶的波形，显然这一种波形对减少弹道亏损是十分有利的。成形同样波形，采用门控积分方法信噪比相对比较好。

图3.3.34(a)用于谱仪放大器的一个门控有源积分电路。图3.3.34(b)给出了各点波形。

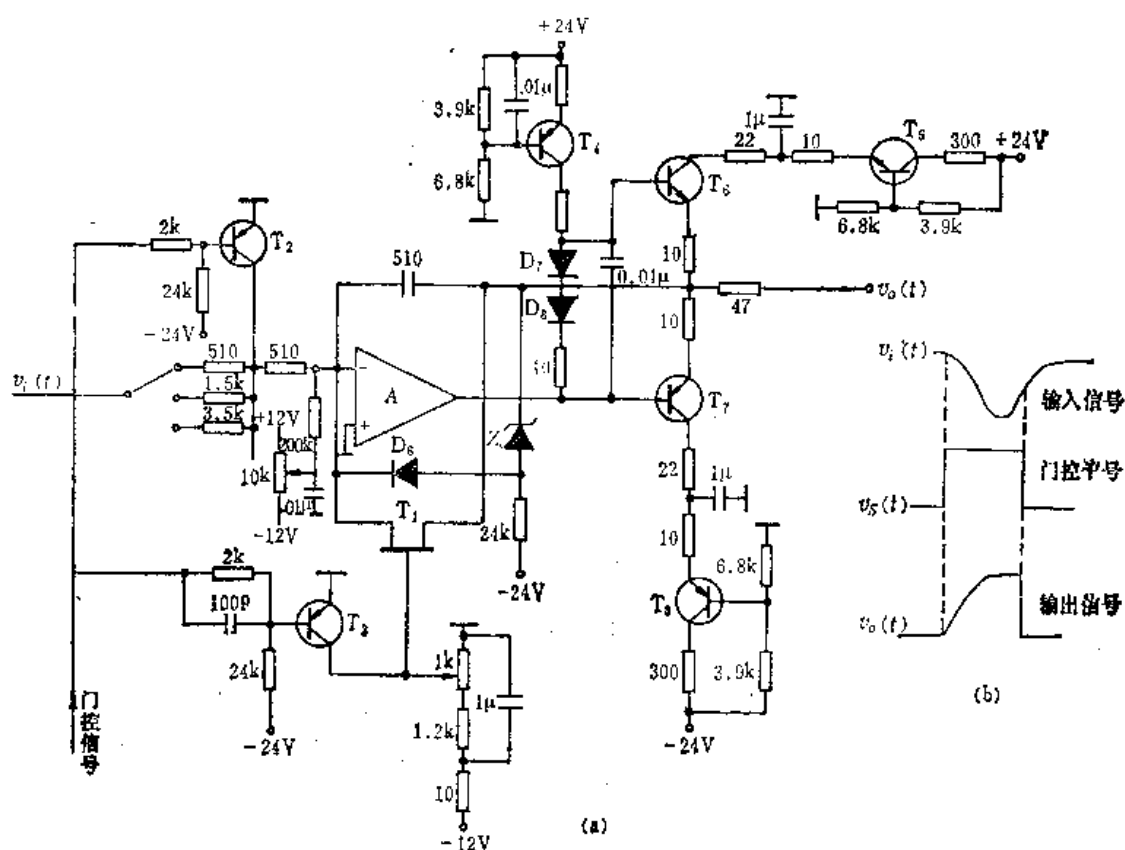


图3.3.34 门控积分滤波电路
(a) 电路原理图 (b) 波形图

T_1 和 T_2 、 T_3 等元件分别组成开关 S_1 和 S_2 。当门控信号 $v_s(t)$ 为低电平时， T_1 和 T_2 、 T_3 导通，相当于 S_1 和 S_2 接通。当输入信号时门控信号为高电平， T_1 和 T_2 、 T_3 截止，相当于 S_1 和 S_2 断开，电路按正常的时间进行积分，按照需要控制门控信号的宽度，就控制了输出信号的脉冲宽度。在门控信号再转入低电平时，开关 S_1 和 S_2 再闭合，输出端迅速回复到原点。

T_4 、 D_7 、 D_8 等元件为平衡 T_6 、 T_7 工作点而引入的。 T_6 、 T_7 组成双射极输出电路，提高了电路输出能力。 T_5 、 T_8 为输出级单独提供电源。 D_6 、 Z_8 等元件引入防止过大信号的输出。放大器 A_1 可以由分立元件构成，也可以由集成运算放大器构成。

为适应大的同轴 Ge(Li) 探测器电荷收集时间的涨落较大的情况，要求它的能量分辨率不至于变坏，就要求输出信号有足够宽的平顶。但脉冲信号的宽度又不能太大，以至于影响到它的计数率指标。有人用准高斯滤波成形电路输出，再通过门控积分器组成的谱仪放大器来满足上述要求。图3.3.35给出它的原理图及波形图。由于门控积分器对基线偏移比较灵敏，通常在门控积分器前面加入基线恢复器。

这一节介绍了各种形式的滤波成形电路，在使用时要根据具体情况进行选择。在选择指标时，要考虑信噪比劣值系数 F ，脉冲堆积(t_w)及弹道亏损 D_s 三方面的性能，使能量分辨率最佳。在通常情况下，首先考虑噪声与计数率之间矛盾。若在低计数率条件下，则用单极性成形，高计数率条件下，则可用双极性成形。在能量分辨

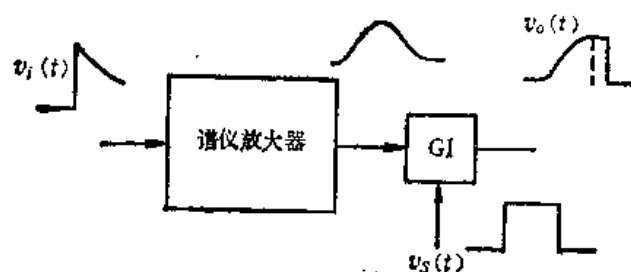


图3.3.35 谱仪放大器加门控积分器的方框图及波形图

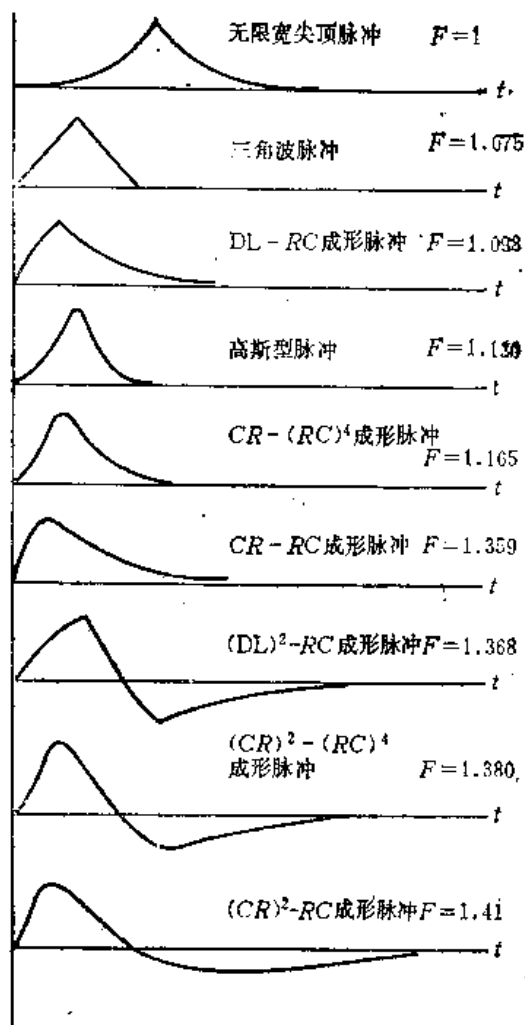


图3.3.36 各种成形脉冲波形及其信噪比劣值系数 F

率较高系统中，常用 $(CR)-(RC)^4$ 的准高斯滤波成形电路，高计数率时则用 $(CR)^2-(RC)^4$ 滤波成形电路。

各种滤波成形脉冲及其信噪比劣值系数 F ，如图3.3.36所示。

§ 4 通用谱仪放大器

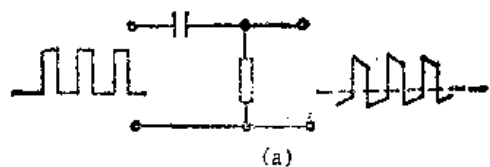
这一节着重介绍通用的谱仪放大器，作为核仪器放大器的整体来讨论它的具体结构。通用谱仪放大器除了包括上两节介绍的放大节和滤波成形电路两个基本部分外，还加了基线恢复电路以清除基线偏移，改善能量分辨率。

一、基线恢复器

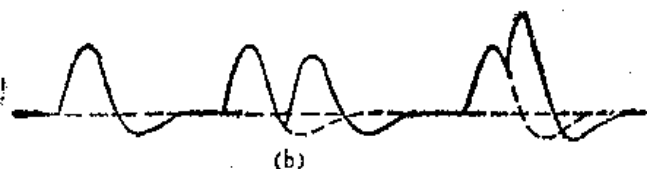
我们知道,堆积存在使信号的基线发生涨落,除此以外,即使是无尾堆积的系列脉冲通过CR网络时,由于电容器上电荷在放电时间内,未能把充电的电荷放光,那末下一个脉冲到达时,电容器上的剩余电荷将引起这个新出现脉冲的基线偏移。其结果使能谱峰位移动及能量分辨率变坏,在高计数率时尤为突出,如图3.4.1 (a)所示。在核辐射测量中由于计数率的随机分布,将使信号的基线偏移也随机分布,如图3.4.1 (b)所示。可以看到脉冲重复频率越高,引起基线偏移越严重,脉冲宽度越窄引起的基线偏移也越小,微分电路可以明显改善基线的偏移。

1. CD基线恢复器

在图3.4.1 (a) 电路中的 R 上并一个二极管,则得图3.4.2电路,这就是最简单的基线恢复器,称为无源的CD基线恢复电路,这里耦合电容 C 通常称为记忆电容。对于正矩形脉冲信号,前沿时,二极管 D 截止,充电时间常数 RC 较大,充电电流限制得较小。当脉冲结束时,下跳使二极管 D 导通,电容器上电荷通过 D 的导通电阻 r_D 放电。由于放电时间常数 $r_D C$ 很小,



(a)



(b)

图3.4.1 (a)矩形脉冲通过RC电路引起的基线偏移
(b)随机脉冲引起的基线偏移



图3.4.2 无源CD基线恢复电路

故放电电流就较大,使电容器 C 上充的电荷在脉冲间隔内基本放完,这样基线就不会产生偏移。但由于二极管有一个正向导通电压,所以只能恢复到离原基线几百毫伏的地方,而且图3.4.2电路只能对正脉冲起作用,这种电路在谱仪放大器中显然是不适用的。

适当改进后,如图3.4.3所示的有源CD基线恢复器。利用运算放大器的特性,可以使二极管内电阻减少到原来的 $\frac{1}{1+A_v}$,导通电压也缩小到原来的 $\frac{1}{1+A_v}$,即可以近似为零伏左右。

这样的基线恢复电路是简单的,但是不适用双极性脉冲和变化快的基线恢复。

2. CDD基线恢复器

图3.4.4为无源CDD基线恢复器,恒流源 $I_1 = 2I_2$,静态时二极管 D_1 和 D_2 导通,流过 D_1 和 D_2 的电流分别都为 I_2 。如果 D_1 和 D_2 完全对称,那末即使温度变化时,输出静态电压也为零伏。

为讨论方便,设二极管为一个理想器件。即二极管导通电压 $V_D = 0\text{ V}$, $r_D = 0\text{ }\Omega$ (正向

导通电阻), $r_B \rightarrow \infty$ (反向导通电阻)。

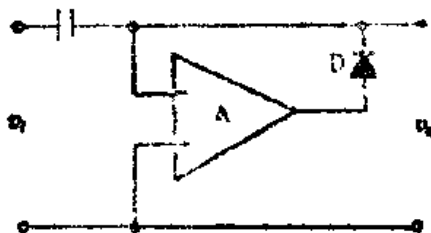


图3.4.3 有源CD基线恢复电路

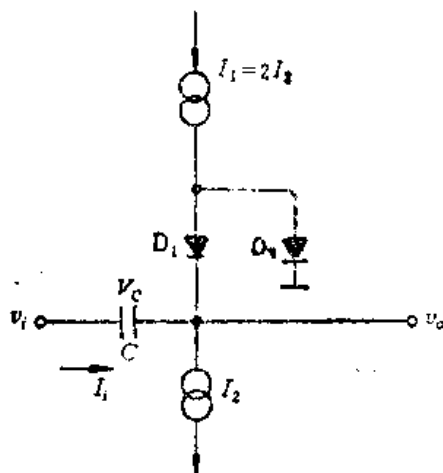


图3.4.4 无源CDD基线恢复电路

当输入正脉冲时, D_1 截止, D_2 导通, 电流为 $2I_2$ 。由于 I_2 为恒流源, 信号对电容器 C 以电流 I_2 的大小充电。当正脉冲过后, 由于下跳使 D_1 导通, D_2 截止。充电的电荷通过 D_1 放电, 放电电流为 I_2 , 如果充电时间为 t_w (正脉冲的宽度), 如图3.4.5 (a) 所示, 那末放电时间也为 t_w 。这时电路恢复原状, 可以看到输出信号平顶有一个下跌, 下跌多少取决于电容器 C 充电的速度 $\frac{I_2}{C}$, 平顶下跌的幅度为 $\frac{I_2}{C} \cdot t_w$, 只要控制恒流源的大小及电容 C 的大小就可以控制它的平顶下跌程度。

同样当负脉冲输入时, D_1 导通, D_2 截止, 流过 D_1 的电流为 $2I_2$, 一个 I_2 流到下面一个恒流源去, 另一个 I_2 流向电容器 C , 只是与正脉冲时的方向相反。当负脉冲过后, 由于上跳, 使 D_1 截止, D_2 导通, 电容器 C 上电荷以 I_2 的电流使电容器上电荷放完, 方向与正脉冲相反。可见在负脉冲时和正脉冲时对基线作用一样。

CDD基线恢复器可以适用于双极性信号和信号基线的双向变化。如图3.4.5 (b) 所示, 当输入为双极性脉冲时设正脉冲宽度为 t_{w1} , 负脉冲宽度为 t_{w2} , 在 t_{w1} 的时间里对电容器 C 充电, 在 t_{w2} 的时间里对电容器 C 放电, 在一个双极性脉冲宽度里对电容 C 充的电荷量为 $I_2(t_{w1} - t_{w2})$ 。由于脉冲正向部分和脉冲负向部分宽度不同, 所充的电荷可以为正, 也可以为负, 而剩下的电荷都可以在 $(t_{w1} + t_{w2})$ 后的 $|t_{w1} - t_{w2}|$ 时间内放电完毕。只要脉冲周期 $T \gg t_{w1} + t_{w2} + |t_{w1} - t_{w2}|$, 双极性脉冲引起的基线偏移都可以得到恢复。

当输入信号的基线变化时, 基线能否恢复, 决定于电容器 C 上的电压变化速度 $\pm \frac{I_2}{C}$, 只有当信号基线变化速度 $\left| \frac{dV_B}{dV_i} \right| < \frac{I_2}{C}$ 时, 基线才能得到恢复, 如图3.4.5 (c) 所示。当输入信号 v_i 基线发生幅度为 V_B 的跳变时, 则输出信号 v_o 的基线要经过时间 $t = \frac{V_B}{I_2/C}$ 才能恢复。为了加快恢复速度, 就要加大 $\frac{I_2}{C}$, 但只能在波形失真所允许范围内进行。实际使用常根据信号具体情况, 通过开关更换 C 的大小来解决。

当然和无源C D基线恢复器一样，由于二极管D存在着导通电压和导通电阻的非线性，

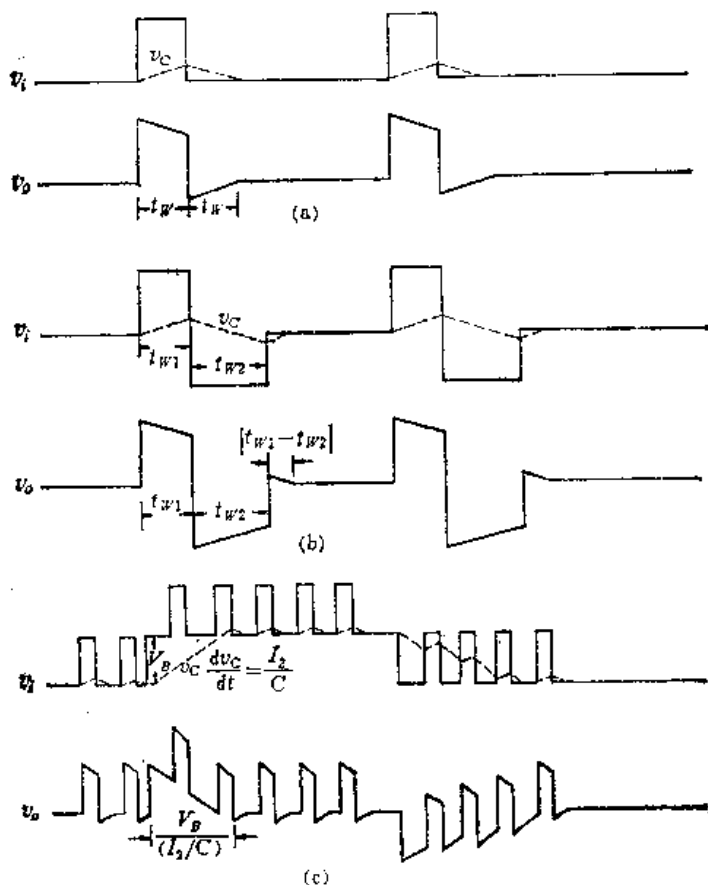


图3.4.5 CDD基线恢复电路的基线恢复能力

(a) 正向脉冲输入 (b) 双向脉冲输入 (c) 基线变化时输入

就不可能达到如图3.4.5所示的波形。对图3.4.4的C D D无源基线恢复器改为如图3.4.6(a)所示的有源C D D基线恢复器，使二极管开关特性从几百毫伏减少到几毫伏，通过快速的运算放大器作用，基本上可以达到接近图3.4.5所示的波形。图3.4.6 (b) 给出这二种情况下二

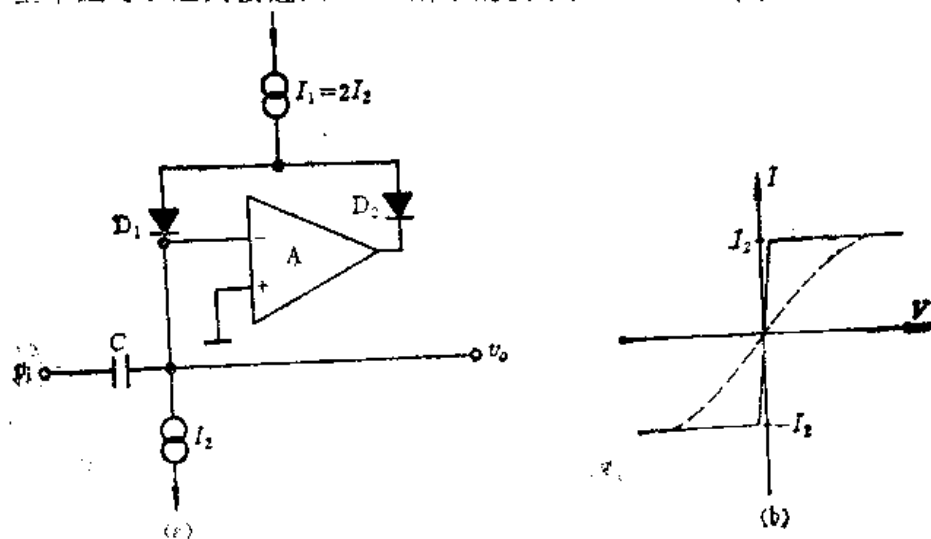


图3.4.6 有源CDD基线恢复电路及其等效的特性曲线

(a) 有源CDD基线恢复电路 (b) 等效特性曲线

极管 I - V 特性曲线。

可以看到这一类的基线恢复器在脉冲过后至少要大于 t_w 时间(t_w 为脉冲宽度)才能恢复到原来的基线。这样电路计数率容量受到限制。为了使脉冲过后要以很快的速度恢复到原来的基线,可使有源CDD基线恢复器的 I_1 从 $2I_2$ 改为 KI_2 。图3.4.7(a)中给出 I_C 和 V_o 特性曲线。

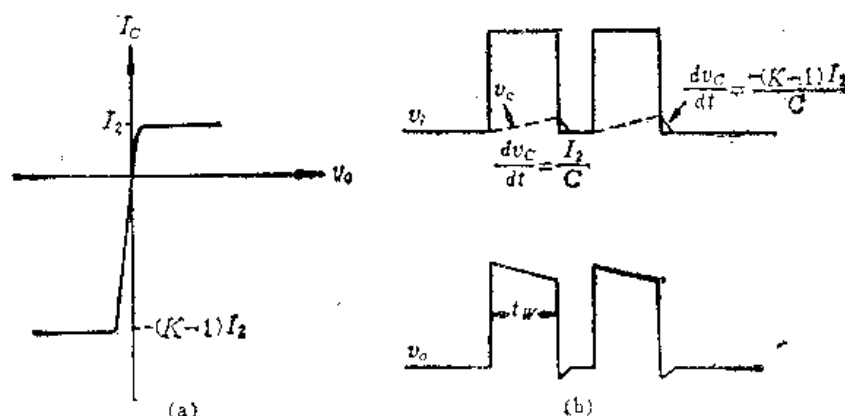


图3.4.7 (a) $I_1 = KI_2$ 时, I_C - V_o 特性曲线
(b) v_i 和 v_o 波形图

为了加快电路恢复速度,用非对称充放电使 $I_1 = KI_2$, $K \gg 1$,以加大在恢复时间内流过电容器 C 的电流。在有信号时以 I 充电,信号消失后以 $\frac{K-1}{C}I_2$ 的放电速度恢复到原来的基线,这样可以在信号间隔接近它的宽度时,也不会发生基线的偏移,如图3.4.7(b)所示。这里特别要注意,由于它的不对称性,它只适用于一种极性的输入信号。输入信号还要通过极-零相消电路消除信号的反向下冲。否则由于反向下冲的存在,它可能产生假脉冲,而恢复到原来基线的时间也较长。

3. 开关型基线恢复器

图3.4.8为一种串联开关型基线恢复器的原理图。

当在信号持续期时, S 开关接地。信号通过有很大时间常数的 RC 耦合电路,在信号通过后,即在信号间隙时间里,用控制器电路把 S 开关接向 A 点,使耦合电容 C 在信号持续期内所充的电荷放光。这样基线就回复到原来的电平。在安排上可以使 RC 的时间常数很大,在信号持续期内,恒流源对耦合电容 C 所充的电荷很少,信号平顶下跌幅度也很小,在信号间隔时间里耦合电容 C 上的电荷以 $\frac{I}{C}$ 的速度放电。只要控制恒流源的大小,就很容易达到我们所要求的基线恢复到原来电平的时间。

4. 门控有源基线恢复器

图3.4.9(a)为实用谱仪放大器中使用的门控有源基线恢复器的方框原理图。

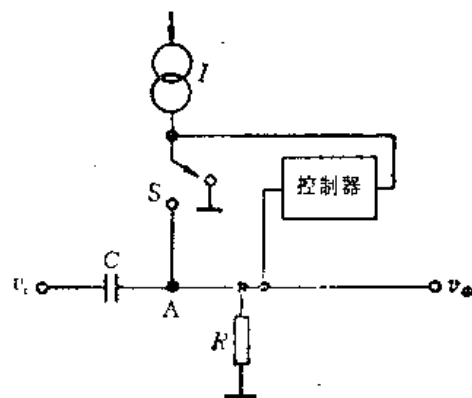


图3.4.8 串联开关型基线恢复器

A_5 、 A_6 是由运算放大器组成的直流参考电压电路,提供低输出阻抗的直流参考电压,通

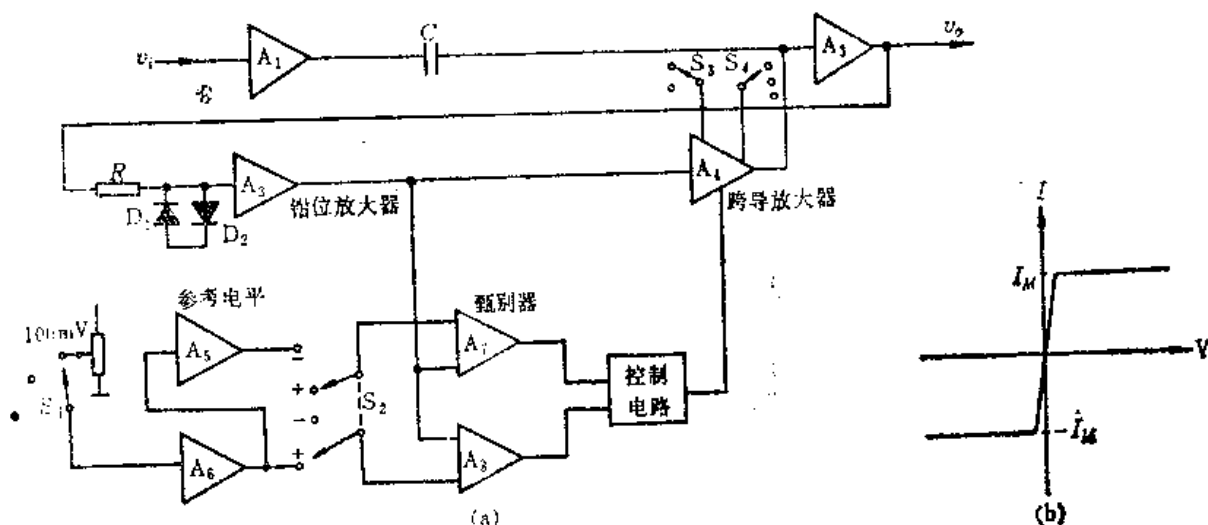


图3.4.9 (a) 串联型门控基线恢复器原理图
(b) 等效特性曲线

过开关 S_1 来控制参考电压为连续可调的和固定的几挡。参考电压的极性由极性开关 S_2 来转换。 A_3 为钳位(限幅)放大电路,当谱仪放大器的输出信号,通过 R 、 D_1 、 D_2 限幅作用后送入 A_3 作增益为 1 的非反相放大。 A_4 为门控跨导放大器,跨导放大器有以下的特性:在线性区,输入电压为 dV ,输出电流为 dI ,则其增益为 $G = \frac{dI}{dV}$ 。最大输出电流为 $\pm I_M$,当输入信号幅度超过几 mV,它的输出电流就达到 $|I_M|$ 值。对于正信号 $I = I_M$,对于负信号 $I = -I_M$,特性曲线和理想的 CDD 基线恢复器特性很接近,如图 3.4.9 (b) 所示。

A_3 的输出一路加到 A_7 和 A_8 的输入端,并与正负直流参考电压相比较。 A_7 和 A_8 为甄别器电路,当有信号输入时 A_7 和 A_8 就能触发,使门控跨导放大器的输出断开。当无信号输入时 A_7 和 A_8 就没有被触发,门控跨导放大器输出为通路。此时 A_3 的输出电位(相当于 A_2 输出电位)与设置的基线电平(即参考电平)比较,当 A_3 输出电位超过设置的基线电平时, A_4 的输出产生相应的电流向电容 C 充电或放电,强迫 A_2 的输出电位回到原点。开关 S_3 是改变基线恢复器的型式,有对称和非对称的两种型式,非对称情况下,正负信号恢复电流不相等。开关 S_4 是改变恢复电流大小,也就是改变恢复率。从以上的介绍可以看到由于在信号存在期间,有效的门控防止了电容 C 充电,这就消除了单极性脉冲信号通过恢复器电路产生的下击信号,同时也改善了恢复器对小间隔信号的非线性。可见门控有源基线恢复器对谱仪放大器的单极性脉冲信号有很高的计数率特性。

以上所述的基线恢复器的记忆电容 C 都是串联在信号通道之中的。现在介绍另一种常用的门控有源基线恢复器的方框原理图,如图 3.4.10 所示。它的记忆电容 C 并联于信号通道中,在静态时,放大节 A_1 的输出电平取决于它的正向输入端和负向输入端的电平差,如果 $v_+ = v_-$ 则输出电平为零伏。当放大节 A_1 的信号输入端基线发生起伏时,如果记忆电容 C 的 N 端电平也跟着变化,使放大节 A_1 的两个输入端产生同样的电平变化,则放大节 A_1 输出电平为零伏。当有信号输入时,记忆电容 C 上电平保持不变,这样放大节 A_1 放大信号时就避免了基线起伏的影响。

图3.4.10所示门控基线恢复器实现了上述的功能。无信号输入时,甄别器 A_4 就不会被触发,门控跨导放大器 A_3 正常工作。当基线起伏超过所设置的电平时,通过门控跨导放大

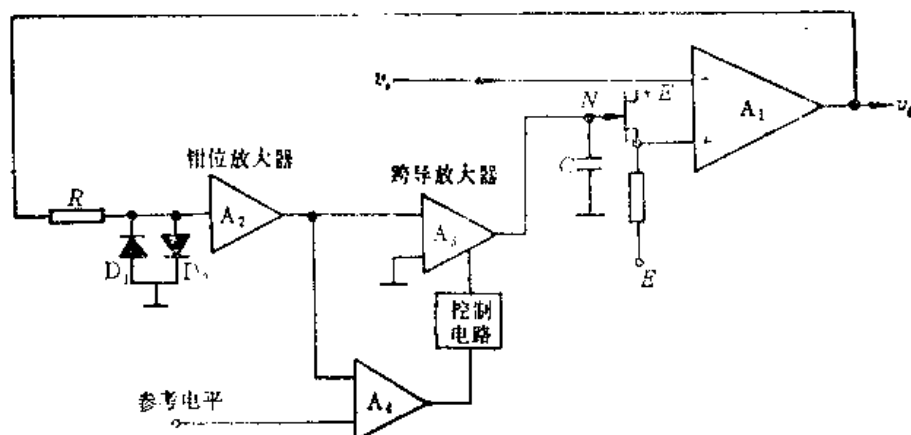


图3.4.10 并联门控基线恢复器原理图

器 A_3 对记忆电容 C 进行充电或放电,使放大节 A_1 的两端输入为同电平,这样就强迫 A_1 输出端电平回到零伏。有信号输入时 甄别器 A_4 就被钳制放大器 A_2 送来的信号所触发,通过门控逻辑电路使门控跨导放大器 A_3 无输出,记忆电容 C 保持原来电平,信号通过放大节 A_1 正常放大。场效应管 T 组成源极输出器,起阻抗隔离作用。

基线恢复器一般加在谱仪放大器后几级或最后,它不改变谱仪放大器输出波形,就可以恢复信号尾堆积引起的基线偏移和抑制各种慢变化引起基线偏移,但是谱仪放大器由于加了基线恢复器后它的噪声也会有所增加。在恢复器工作时,基线恢复的时间很短,在这一段恢复时间里,基线恢复器输入时间常数很小,信号来到前的瞬间,耦合电容 C 被噪声充电,该噪声和脉冲信号峰值处的噪声迭加,结果该噪声增大,这当然是我们所不希望的。在要求噪声很低的条件下,门控基线恢复器能减少这种影响,不过这样基线恢复器电路更复杂,调节也麻烦一些。

分析表明:基线恢复器对信噪比的影响与放大器滤波成形电路时间常数,噪声转角时间常数以及恢复时间常数等参量有关。它可通过实验来调节时间常数,得到较好的信噪比。在设计和选用基线恢复器时,要注意能适应各种实验条件,在清除基线偏移的同时减小低频干扰,并避免信噪比的退化。

二、通用谱仪放大器介绍

图3.4.11为通用谱仪放大器的方框原理。

它用于脉冲信号的放大,可以作为半导体探测器谱仪或正比计数器谱仪的主放大器。 A_1 — A_5 为五个负反馈的放大节,即起到放大作用,又起到隔离作用。成形滤波电路由一级极-零相消 CR 微分电路,二级 RC 积分电路,二级有源 RC 积分电路组成。 A_1 为输入放大节,采用差分形式电路输入,一则可以作为极性选择电路,二则可以提高电路抗过载性能及抗共模干扰的影响。成形滤波电路各级位置的安排,从原则上讲不改变整个谱仪放大器的冲击响应,从噪声角度来讲希望成形滤波电路放在最后效果最好。从信号堆积及过载性能来讲,希望极

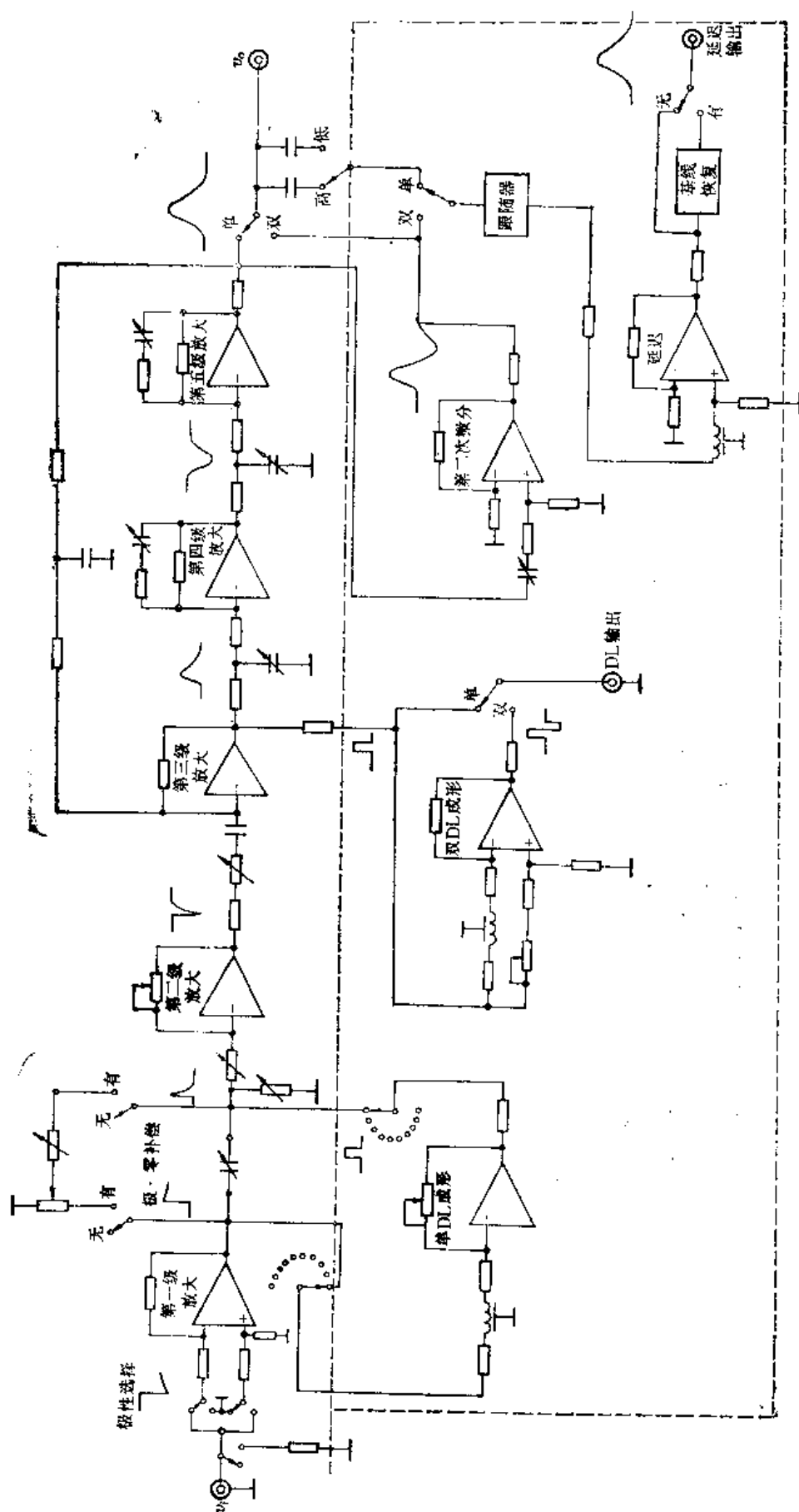


图3.4.11 通用谱仪放大器方框原理图

-零相消CR微分电路要靠近放大器的输入端。在输入端要完成信号传输匹配问题和解决极性选择。这样极-零相消CR微分电路放在 A_1 的后面,对噪声来讲是有一些不利因素。在 A_1 后面所有电路产生的低频噪声不能被极-零相消CR微分电路所抑制,但这影响与前置放大器来的噪声相比就显得相当小了。 A_2 放大级作为放大倍数粗调级, A_3 放大级作为放大倍数细调级, A_4 、 A_5 放大节除了放大作用外还有二次积分作用,一次积分是由放大节输入端的电路所完成,另一次积分是由放大节负反馈电路所完成的。四次积分是由一个统调波段开关一起来改变时间常数。这样能保证四次积分时间常数的一致性,使输出的信号形状基本是准高斯型的,以获得较高的信噪比。微分时间常数也可以通过开关分挡调节。

整个放大器除了每一级都有很深的直流负反馈和交流负反馈外, A_5 放大节的输出(最后输出端)至 A_3 放大节的输入端,也有直流负反馈,这样可以保证有稳定的直流工作点及放大器的良好线性。

由于运算放大器组成的放大节其开环放大倍数很大。放大倍数取决于反馈电阻的数值。各级成形的时间常数要求一致,所以选用温度系数较小的精密金属膜电阻,以保证放大器有较好的长期稳定性。图3.4.11中虚线方框内电路的作用是:当微分时间常数选择放在“DL”位置时,在第一级输出信号到单DL成形电路,通过延迟线 L_1 的延迟($0.6\mu\text{s}$)再倒相放大输出,再与第一级直接输出信号相迭加,就可以产生一个宽度为 $0.6\mu\text{s}$ 的矩形脉冲,调节 RV_2 可以得到较好的矩形脉冲。图3.4.12给出了电路的原理图及波形图。

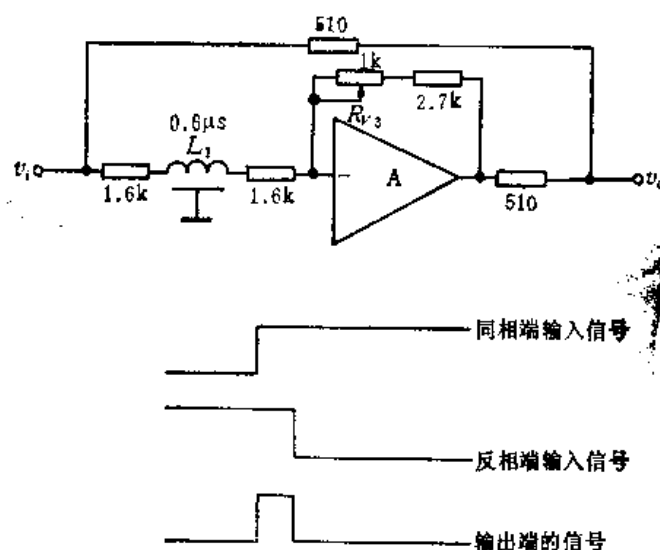


图3.4.12 单(DL)成形电路原理图及波形图

如需要输出双极性矩形脉冲时,则可以采用双延迟线成形电路,这时可由单DL成形级经过二、三两级放大节后,一方面可以直接到第四级放大,一方面接到双DL成形级,双DL成形级是由双端输入的运算放大器构成。经过 L_2 延迟后,信号加到运放的反相端,没有经过延迟的信号加到运放的同相端,最后在运放的输出端可得到二次延迟线成形的脉冲。调节 RV_4 可以获得较好的双DL成形脉冲。图3.4.13给出了电路的原理图及波形图。

总的来说,信号通过一次微分、四次积分,可以获得的输出波形为准高斯型波形。这个波形根据基线起伏的状况,可以通过延迟电路再到基线恢复电路,改善基线的起伏状况后再输出。当需要双微分成形脉冲,信号可以通过第二次微分电路。为保证单微分和双微分输出

幅度基本相同，所以第二次微分用一个运算放大器构成，信号从同相端输入。

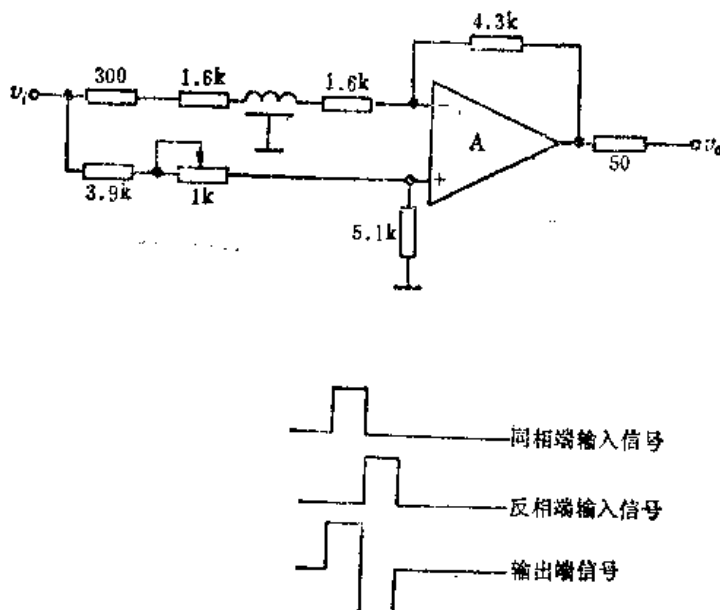


图3.4.13 双(DL)成形电路原理图及波形图

从上面通用谱仪放大器方框原理分析可以知道，此谱仪放大器具有较强的功能。它可以输出单极性 $(CR) - (RC)^n$ 的脉冲，双极性 $(CR)^2 - (RC)^n$ 的脉冲，还可以输出单DL成形脉冲，双DL成形脉冲，在计数率较高时还可以通过基线恢复电路改善基线起伏状况，对于使用者来讲可以有较大的选择余地。各点波形直接标在图3.4.11上。

它的一些主要指标如下：

(1) 放大器包括改进能量分辨率和时间分辨率几种辅助电路。在低计数率条件下，具有低输入噪声，有源成形网络和良好的线性，可以获得较好的能量分辨率。

在高计数率条件下有极-零相消电路（可加或不加）、有源基线恢复器（可加或不加），可以进一步提高能量分辨率。

双向脉冲主要用提高计数率性能。

(2) 增益粗调：分挡可调；

增益细调：可以连续可调。

(3) 积分非线性：一般 $\leq \pm 0.3\%$ （输出0.1V—10V）。

(4) 过载特性：过载400倍，在2.5倍非过载脉冲宽度处恢复至200mV。

(5) 稳定性：0℃—40℃平均温度系数为
0.03%/℃。八小时长时间稳定度为 $\pm 0.3\%$ 。

(6) 成形时间常数：可以分别选择：0.2, 0.4……3.2, 6.4μs。

(7) 输入噪声：单RC，噪声值（均方根值）

$< 5\mu\text{V}$ ，时间常数为1.6μs。

双RC，噪声值（均方根值） $< 10\mu\text{V}$ ，时间常数为1.6μs。

(8) 过零跳动：当输出0.2V—10V之间变化时，双极性成形（时间常数为1.6μs）过零

跳动小于 $\pm 10\text{ns}$ 。

§ 5 高能量分辨率高计数率谱仪放大器

随着高分辨半导体探测器的出现和使用,要求建立适应高能量分辨高计数率测量用的谱仪放大器,在采用线性放大、滤波成形、基线恢复等技术基础上,又发展了堆积拒绝技术。目前比较完善的放大器除了基本放大节和滤波成形电路外,将堆积拒绝电路、基线恢复电路都组合在一起,称之为高能量分辨率高计数率谱仪放大器。它和前面通用谱仪放大器的主要差别是加入了堆积拒绝电路,也有人把它称为反堆积放大器。

在使用分辨率较差的探测器的能谱测量系统中,计数率对系统分辨的贡献只有次要的影响。而在使用高分辨的探测器时,计数率问题就变得重要了。在低计数率条件下,测量系统的分辨率主要决定于探测器中电荷产生及收集的统计涨落、探测器漏电流和放大器噪声等。在计数率增到 $1\sim 2\text{kHz}$ 以上时,要考虑信号的堆积效应,信号的基线偏移逐渐严重,故当输入脉冲信号基线出现随机涨落时,使分辨变差,信号的峰部堆积将使信号幅度和波形发生很大的变化,也导致分辨率变坏。为保持高能量分辨而使能谱测量系统工作于低计数率时,常给实验工作带来不便,特别在符合实验情况下,既不经济,又增加了仪器长时间稳定的麻烦,所以要求在高计数条件下工作而不使能量分辨率发生退化。本节将着重讨论在高计数率下如何解决峰堆积的问题。

一、堆积拒绝方法

对峰堆积的处理方法首先要能够随时发现峰堆积,通常是设法判别信号的时间间隔是否过小,堆积是否发生,然后把发生峰堆积的信号剔除,不予放大和记录。这样虽然会损失一定的计数,但可以校正。这一技术就称为堆积拒绝(或称为堆积排除、堆积舍弃、反堆积)。

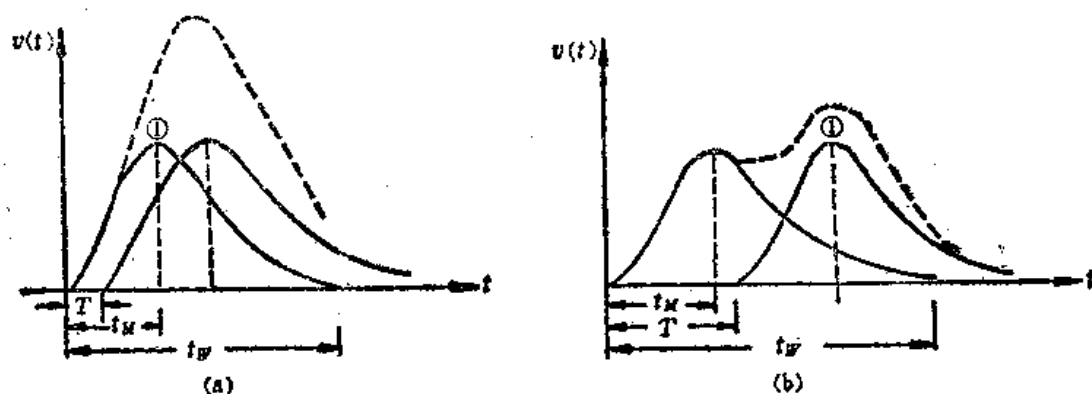


图3.5.1 (a) 前沿堆积 (b) 后沿堆积

对一个信号是否发生堆积要有一个判别的标准。以一个信号脉冲为观察脉冲,如果后一个脉冲峰部前沿落在观察脉冲的达峰时间上产生的峰堆积称为前沿堆积,这时两个脉冲幅度都产生畸变,所以都应该弃去。如果前一个脉冲峰部后沿落在观察脉冲的达峰时间上产生的

峰堆积，称为后沿堆积，这样前一个脉冲信号幅度没有畸变，而观察脉冲幅度畸变了，对前一个脉冲应该分析，而观察脉冲应该弃去。当然这时观察脉冲峰部前沿在前一个脉冲达峰时间后面。如图3.5.1所示。

这样从信号时间间隔上可以给出一个判别标准。

$T < t_w - t_M$ 两个信号都无幅度畸变。 T 为两个信号之间的间隔， t_w 为信号的峰部宽度， t_M 为信号的达峰时间。

$t_M > T > 0$ 则发生前沿堆积，两个信号幅度都发生畸变，两个信号都应该舍弃。

$t_w - t_M > T > t_M$ ，则发生后沿堆积，前一个信号幅度不畸变，予以保留，而后一个信号幅度发生畸变则应该舍弃。

一旦信号发生堆积后，根据堆积情况，在电路上可以给出“堆积标志”信号作为禁止输入信号。这信号可以加到后面分析测量系统中去，以禁止这个堆积信号进入分析测量系统中去，达到剔除堆积信号的目的。

用时间间隔作为判别堆积方法，还不能用来区分两个信号相距十分近的信号是否发生堆积。在时间判别方法后，剩下一些相距十分近的信号堆积，可以用幅度拒绝方法来加以判别。

为了解堆积拒绝电路工作原理，我们先介绍一些用以组成堆积拒绝电路的单元功能。

二、单元电路功能介绍

1. 线性门

线性门是传输信号的一个门电路，其作用在控制信号（门控信号）作用下，可以有两个状态。在门控信号的开门电平作用下，线性门开放，脉冲信号以最小畸变通过线性门，传输系数为一常数，通常取 1。在门控信号关门电平作用下，线性门关闭，脉冲信号无法通过线性门，即它的传输系数应为零。

图3.5.2给出了线性门电路示意图，它可以用来对信号作时间上的筛选。

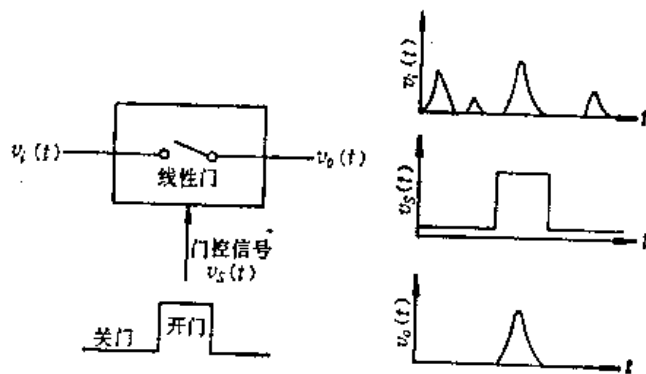


图3.5.2 线性门电路的示意图

2. 模拟展宽电路

在处理核信号过程中时常需要把信号的幅度信息保存起来以便在需要的时刻提供使用。模拟展宽电路就可以把信号的幅度展宽，一直到需要使用时为止。它还可以在模拟信号幅度

达到峰值时给出峰值检测信号。图3.5.3给出了模拟展宽电路的示意图。

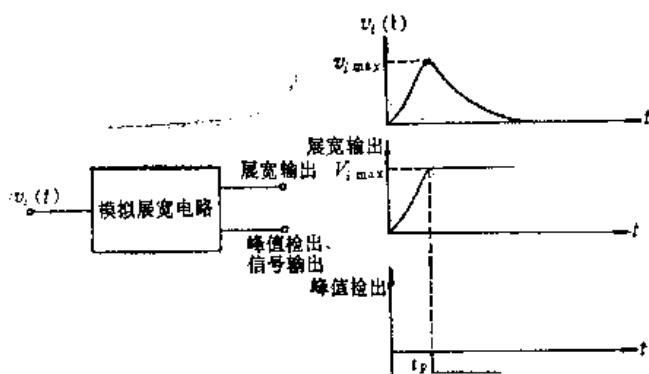


图3.5.3 模拟展宽电路的示意图

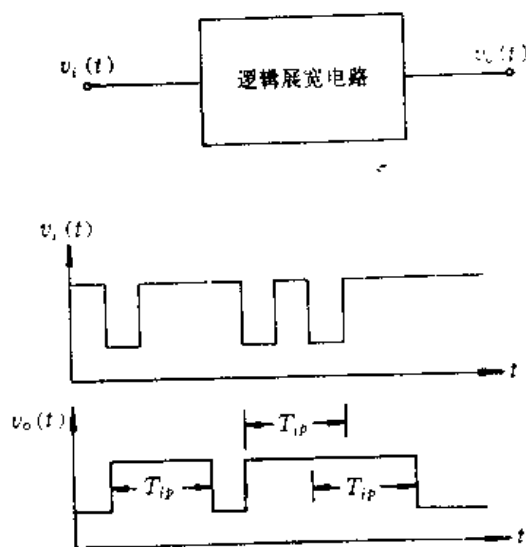


图3.5.4 逻辑展宽电路

3. 逻辑展宽电路

逻辑展宽电路能够展宽逻辑脉冲信号，它不需要精确保持输入信号的幅度信息，一般情况下就不再需要用运算放大器电路。

先来看逻辑展宽电路的工作原理。图3.5.4显示了它的示意图。

每输入一个逻辑脉冲都要使它输出电平展宽到某一个时间 T_{ip} ，无论前一个信号引起的 T_{ip} 是否结束，从下一个信号输入时算起，输出逻辑电平维持一个时间 T_{ip} ， T_{ip} 称为监察周期。它可以用来监察在谱仪放大器系统中前一个脉冲信号输入后，在它的宽度内是否还有下一个脉冲信号输入。展宽电路具有检测随机信号间隔是否小于某一预定值的功能，逻辑展宽电路的这个功能在堆积拒绝电路中，将是十分有用的。

三、堆积拒绝电路

图3.5.5为用于高分辨率谱仪放大器的堆积拒绝电路方框原理图。图3.5.6为它的工作波形图。堆积拒绝电路具有对输入信号是否发生堆积作出判别和舍弃堆积信号两个方面的功能。

图3.5.6中谱仪放大器的输出波形①a为正常的无堆积的信号，b和c信号是属于 $t_M < T < T_W - t_M$ 条件下的堆积，前一个信号峰值没有畸变，后一个信号峰值发生畸变。堆积拒绝电路应保留前一个信号而弃去后一个信号。d和e信号是属于 $t_M > T > 0$ 条件下的堆积，二个信号的峰值都畸变了，堆积拒绝电路应该把这两个信号都弃去。

下面我们来讨论堆积拒绝电路的工作过程：

图3.5.5虚线方框内的电路用来给出堆积标志信号，波形①来自谱仪放大器输入级的输出，通过微分电路变成很窄的微分波形，见②，在快放大器放大后送入快甄别器，甄别阈可以调节，用来甄别噪声电平和小幅度的本底，甄别后得到③波形，随后送入逻辑展宽电路。每当输入一个信号时，在它的输出端就给出一个监察周期 T_{ip} ，见④，一般选择 T_{ip} 为 t_W ，

如果在 T_{12} 时间内再来一个脉冲信号表示发生了信号堆积，根据逻辑展宽电路的功能，从第

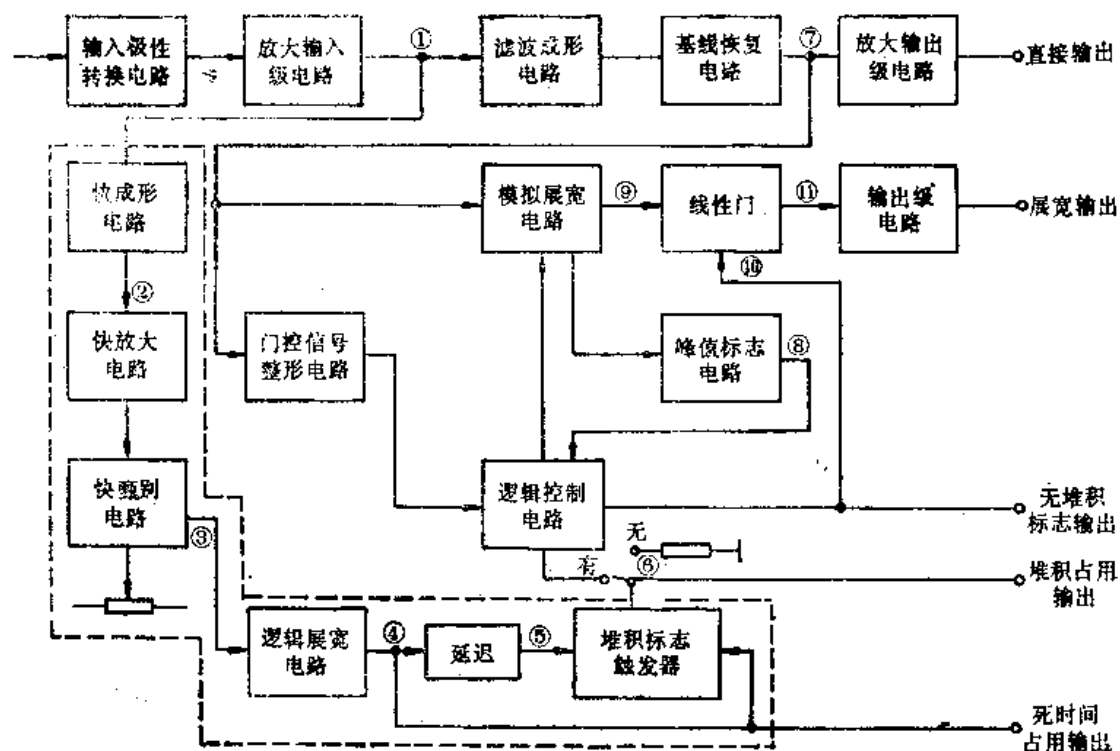


图3.5.5 高分辨率谱仪放大器方框原理图

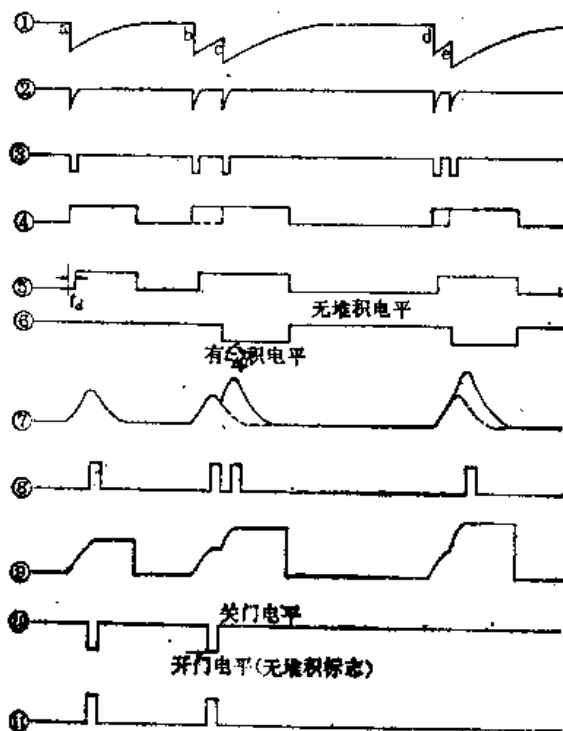


图3.5.6 高分辨率谱仪放大器中的各点波形图

①谱仪放大器输入级输出波形 ②快成形输出波形 ③快甄别输出波形 ④逻辑展宽器输出波形
⑤延迟信号 ⑥堆积标志信号 ⑦谱仪放大器输出信号 ⑧峰值标志信号 ⑨峰值展宽信号 ⑩线性门开
关信号 ⑪线性门输出信号

二个脉冲起始时再给出一个 T_{ir} 的时间, 这时堆积标志触发器就送出一个堆积标志信号⑧。它可以输入到多道分析器, 作为禁止信号。它也可以控制谱仪放大器本身, 不允许堆积信号输出。信号④的前沿延迟后为信号⑥, 延迟时间为 t_d 稍大于快甄别器的输出负脉冲密度, 以避免仅有前一个信号本身通过时, 也会给出堆积标志信号。

图3.5.6中 b 和 c 信号的堆积属于 $t_w + t_M > T > t_M$ 类型的堆积, 对于 b 信号峰值没有畸变。峰值标志信号⑧通过逻辑控制电路去开线性门, 使线性门开门, 模拟展宽后的 b 信号通过线性门输出。从图3.5.6可以看到, c 的峰值标志落在堆积标志信号的堆积时间内, 通过逻辑控制电路使线性门关门, c 信号虽然通过模拟展宽后, 还是不能通过线性门输出。这样它允许峰值不畸变信号 b 输出, 并弃去了后一个幅度在峰值畸变的信号 c 。

图3.5.6中 d 和 e 的信号堆积属于 $t_M > T > 0$ 类型的堆积, 所以 d 和 e 信号峰值都存在有畸变, 因为是前沿堆积, 它的峰值标志信号落在堆积标志信号的堆积时间内, 堆积标志信号控制线性门, 使线性门在这段时间里无法开门, 这样 d 和 e 信号都被堆积拒绝电路剔除了。

以上我们分析了一个高分辨率高计数率谱仪放大器的工作原理。在实际工作中堆积拒绝电路可以独立完成堆积信号的判别和剔除功能, 如上例所述, 剔除了堆积信号而让无堆积信号输出。然而, 也可以让信号全部输出, 无论是堆积的, 还是无堆积的信号, 它需要后面的多道分析器配合, 才能完成堆积信号剔除的功能。例如以堆积标志信号⑧为后面多道分析器的反符合信号, 以无堆积标志⑩为后面多道分析器的符合信号。当堆积标志信号⑧有效时, 就禁止堆积信号输入到多道分析器, 而当无堆积标志信号⑩有效时, 多道分析器允许接收无堆积畸变的信号。在这种情况下, 要特别注意堆积拒绝电路和多道分析器之间相互连接对信号电平、极性和时间关系的要求。

在目前生产的核仪器中, 堆积拒绝电路有多种设计, 某一种电路可能只适用于某一特定系统, 在使用时都需要注意。

四、死时间校正和允许最高计数率

从堆积拒绝电路分析中, 我们知道在监察信号的时间 T_{ir} 内, 如果再有信号输入都要被舍弃, 因此监察时间就是堆积拒绝电路所产生的死时间, 在这个死时间内不能记录输入信号。计时电路就不应把这个时间记入测量时间, 而应从总的测量时间中扣除这个死时间得到活时间。由测到的总计数除以活时间就是信号计数率。这种办法就称为死时间校正。虽然堆积的信号被弃去, 但其计数损失得到了校正。

需要注意的是, 逻辑展宽电路对每一个信号都要给出持续时间为一个监察周期的信号输出。当在监察周期内又出现的信号可以再维持一个监察信号的宽度。输入信号的计数率增高到 $\frac{1}{T_{ir}}$ 时, 监察周期的持续时间可以一直持续下去, 即死时间也一直持续下去, 使可以记录到的信号趋近于零。所以对堆积拒绝电路中由逻辑展宽电路来执行堆积信号判别时, 对输入的计数率有一定的要求。如果计数率过高, 则输出计数率反而更小, 所需要的测量时间更长。

谱仪放大器输出脉冲的峰部宽度为 t_w 时, 对于输入脉冲不受信号堆积影响的概率为 $e^{-\bar{n}_1(t_w + t_M)}$, $\bar{n}_1$ 为输入脉冲的平均计数率。如果在实际电路中取监察周期 T_{ir} 可能最小值,

$T_{ip} = t_w - t_M$ 时, 则对输出无堆积信号的计数率为

$$\bar{n}_2 = \bar{n}_1 e^{-\bar{n}_1 t_w} \quad (3.5.1)$$

$$\text{因而计数效率 } \eta = \frac{\bar{n}_2}{\bar{n}_1} = e^{-\bar{n}_1 t_w} \quad (3.5.2)$$

作 η 和 $\bar{n}_2$ 曲线, 如图3.5.7所示。可见在 $\bar{n}_1 = \frac{1}{t_w}$ 一时 $\bar{n}_2$ 最大, 此时

$$(\bar{n}_2)_{\max} = \frac{1}{t_w e} \quad (3.5.3)$$

上述分析说明了为缩短测量时间, 如果取 $T_{ip} = t_w - t_M$ 时输入信号计数率只可以增加到 $\frac{1}{t_w}$, 此时能得到最大输出计数率。如果计数率大于 $\frac{1}{t_w}$ 一时, 输出计数率反而要降低。

这里附带说明一下, 对于两个信号相距非常接近, 以至于由快成形电路、快甄别器及逻辑展宽电路的分辨时间的限制而不能分辨出是两个信号, 那么时间堆积拒绝电路就无法给出堆积标志信号, 也无法判别出这种堆积现象。虽然相距十分近的信号出现的概率不大, 在一般情况下可以不考虑, 但在高计数率下, 仍有一定数量的这种信号。下面我们给出堆积的幅度拒绝方式的方框示意图, 及各点波形, 见图3.5.8 (a)和图3.5.8 (b)。幅度拒绝方式特别适用于信号间隔很近的堆积, 在需要时可以作为堆积时间拒绝方法的一种补充。

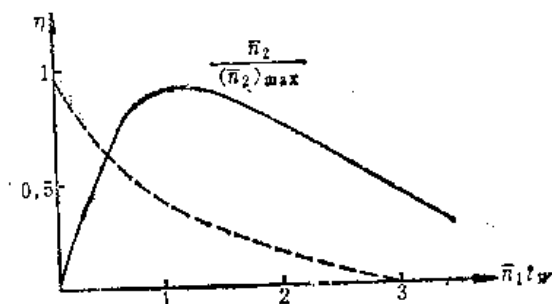


图3.5.7 计数效率与输入计数率的关系

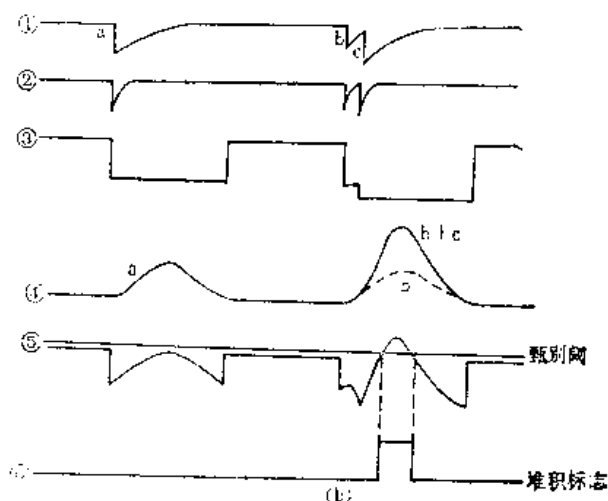
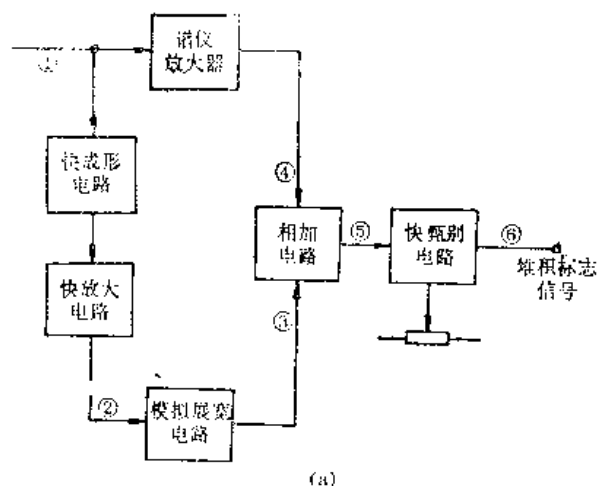


图3.5.8 (a) 幅度拒绝方框原理图
(b) 幅度拒绝的各点波形

从前置放大器输出信号①经过快成形及快放大后, 通过模拟展宽电路可得到③, 由于成形电路后的脉冲很窄, 即使两个脉冲非常接近, 模拟展宽电路输出脉冲比b+c成形脉冲幅度要小。

谱仪放大器的输出是滤波成形后的信号, 而在b和c很接近时就成为b+c的信号, 幅度近似为b和c峰值之和, 通过相加电路输出⑤波形, 调节甄别器的甄别阈, 可以给出堆积标志信号

⑥。用这一种方法判别信号的堆积，可判别脉冲间隔在几十纳秒左右的信号堆积。但对于接近完全重合信号仍然无法判别。这种几乎完全重合的信号，堆积的几率实际上是非常小的。

图3.5.9给出了在发生信号堆积的条件下，使用堆积拒绝电路和不使用堆积拒绝电路所测量到的能谱图形，可以看到加入堆积拒绝电路后高计数率条件下能谱分辨率明显地得到改善。

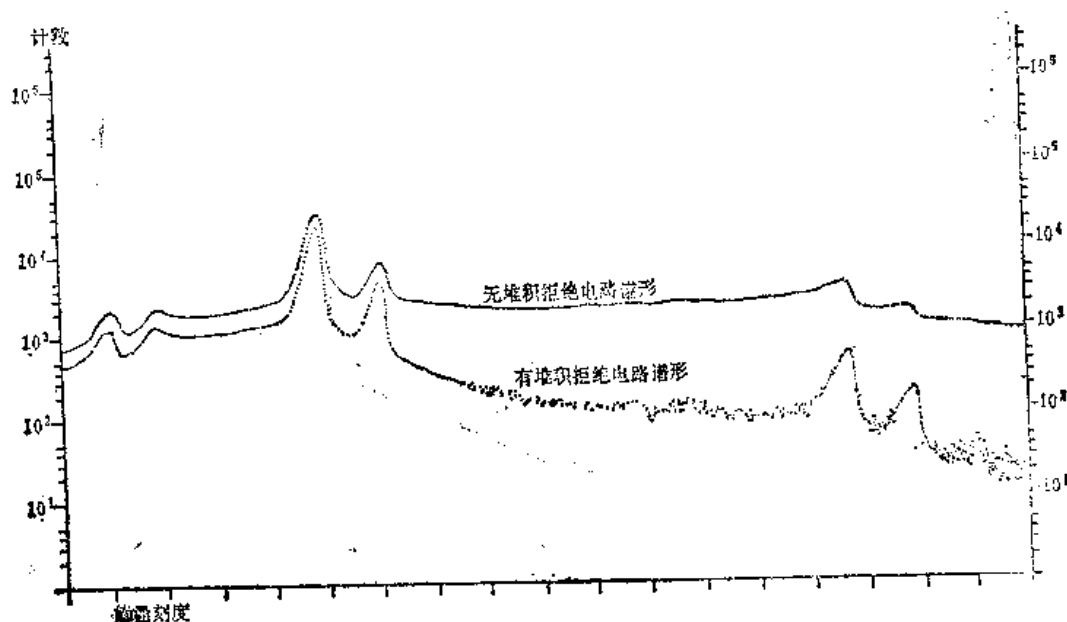


图3.5.9 有堆积拒绝电路和无堆积拒绝电路的谱形比较

§6 快 放 大 器

一、概 述

在小分辨时间，高计数率，快定时及时间甄别等系统中，快放大器往往是不可缺少的。

如前所述，由于探测器形成的电流时间远比电荷在输出回路积分电容上形成的电压时间要小得多，即形成的电流脉冲宽度很窄，因而可以克服高计数率而引起的信号堆积现象。所以电流放大器一定是快放大器。

对于电压放大器，一般说来，它的输入阻抗 R_i 很大，由于分布电容的影响，探测器输出信号到达电压放大器输入端时，脉冲信号变得很慢，放大器响应速度再快也无现实意义了。当用特性阻抗为 50Ω 的电缆与电压放大器相连时，为使信号不失真，都用 50Ω 电阻并联电压放大器的输入端来实现与 50Ω 电缆相匹配，从而提高电压放大器的速度，使之也能成为放大快信号的放大电路。可见采取一定措施后的电压放大器也可以成为快放大器。

快放大器的主要特点是前沿和后沿要比谱仪放大器快得多，一般在几纳秒左右。它的主要指标是：上升和下降时间，放大倍数及其稳定性，线性，过载特性，输入及输出的最大幅度，噪声。定义与谱仪放大器中的含义是一样的。

快放大器的放大节之间也可以插入微分，积分滤波成形网络，以调节频带范围，得到不同输出脉冲前后沿及宽度，有时称这类放大器为定时滤波放大器。

二、快放大器的放大节电路

快放大器通常是由几级放大节组成，为了获得很宽的频带，在电路要选用晶体管有足够高的截止频率，采用电压反馈或电流反馈，还需要加入各种高频补偿。下面介绍几种实用的快放大节电路。

1. 如图3.6.1所示，它为两个晶体管组成的快电流放大节电路。它是以共基极电路作为输入级的电流并联负反馈的快电流放大节电路。由于电流并联负反馈，它的输入阻抗很小，输出阻抗很大。

$$\text{电流放大倍数 } A_i = \frac{1}{F}$$

$$\text{反馈系数 } F = \frac{I_2}{I}$$

I 为输出电流， I_2 为反馈电流，而且 $I_1 + I_2 = I$ ，则

$$F = \frac{I_2}{I_1 + I_2} = \frac{\frac{\Delta E}{330\Omega}}{\frac{\Delta E}{91\Omega} + \frac{\Delta E}{330\Omega}} = \frac{91}{(330 + 91)}$$

$$A_i = \frac{1}{F} = \frac{(330 + 91)\Omega}{91\Omega} = 4.6$$

由于 T_2 的集电极电容和对地的分布电容存在，反馈系数就可能随着频率的变化而变化。在 R_2 上并一个小的半可变电容器 C_2 ，调整这个电容器的容量使波形失真最少，上升时间最快为止。这相当于一个脉冲分流器。放大节的上升时间约为1.25ns。如对图3.6.1电路再加一级基极电路 T_3 ，则如图3.6.2所示。

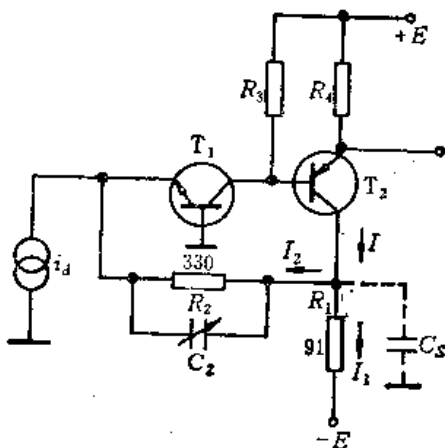


图3.6.1 两个晶体管组成的快电流放大节

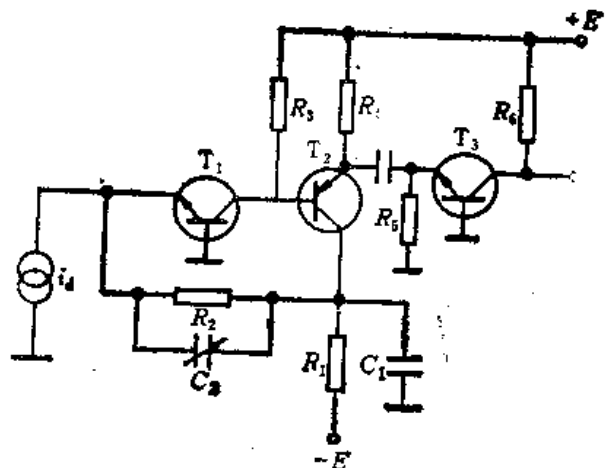


图3.6.2 三个晶体管组成的快电流放大节

图中 T_3 这一级起了放大节和放大节之间的隔离作用，以免相互影响。由于 T_1 输出直接作用在 T_2 的输入阻抗上，而 T_2 输出又直接作用在 T_3 的输入阻抗上， T_3 为共基极输入，其输入阻抗极小。这样电阻 R_3 、 R_4 、 R_5 、 R_6 的阻值，都比相应的那些输入阻抗要大得多，因此信

号电流几乎不流过那些电阻。电路所起的作用为一个近似纯电流放大器，而 T_1 集电极和 T_2 的发射极的电位几乎不变，这样避免了对分布电容的放电和充电，从而提高了电路的放大速度。用这样放大节五级构成的快放大器，可以做到电流放大倍数近似为1600倍，上升时间近似为3ns，非线性1.2%，输入为正常值64倍时，过载恢复时间为300ns，最大输出幅度近似为3V（50Ω负载），等效噪声为1.5μA。

2. 图3.6.3所示为共射共基极电路构成的快电压放大器的放大节。

T_1 为射极输出器，其电压放大倍数 $A_v \approx 1$ ，频带接近于晶体管的截止频率，只要管子本身的截止频率很高，频带可以很宽。它主要用来起到隔离作用。 T_2 、 T_3 构成共射共基极电路。我们知道，共基极电路的频带也接近于晶体管的截止频率。 T_2 组成共射极电路，它的频带决定于它的负载阻抗，负载阻抗愈小，它的频带也就愈宽。现在用 T_3 的射极作为它的输出，这样 T_2 的负载阻抗就相当小，它的放大倍数也就很小，减小了 T_2 的密勒效应，从而 T_2 组成的共射极电路的频带宽也就近似于 T_2 本身的截止频率。由此可见共射共基极构成的放大节其频带是非常宽的，它的高频性能很好，电路的上升时间很快。电路结构是用了电流串联负反馈形式。

$$\text{电压放大倍数} \quad A_v \approx \frac{R_c}{R_e}$$

作为一个快电压放大节，它的频带宽，除了电路本身的频率特性外，还要决定于输出回路的特性。因此减少 T_3 集电极负载电阻及分布电容和下一级的输入电容，可以提高电路的频带宽。另外可以用高频补偿网络的调整来改善快放大节的频带宽。如图3.6.3中虚线画的半可调电容 C_1 和 C_2 。

3. 图3.6.4为又一种类型的快电压放大节电路的原理图。

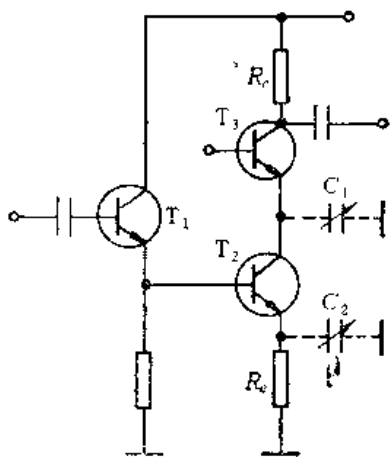


图3.6.3 共射共基极构成的快电压放大节

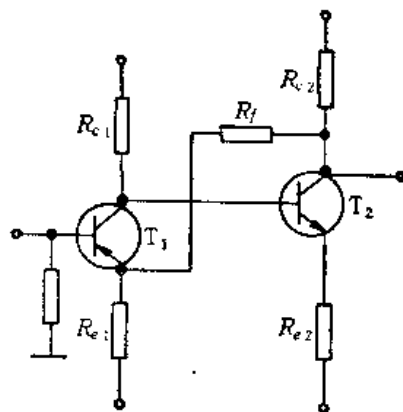


图3.6.4 快电压放大节

由 T_1 、 T_2 组成电压串联负反馈的放大节，而 T_1 、 T_2 本身分别通过 R_{e1} 、 R_{e2} 电阻给出负反馈。这样电路本身的稳定性较高。

$$\text{闭环放大倍数} \quad A_v = \frac{R_f + R_{e1}}{R_{e1}}$$

它的电路形式和谱仪放大器中同类型的放大节差不多，但用在快电压放大器中就要采取一些措施。例如，减少输入回路的时间常数，在输入端加50Ω的匹配电阻，同时减少输入端的分布电容。在电路内部要加高频补偿网络，增加电路的开环放大倍数，在输出端要尽量减

小输出阻抗，为与电缆匹配，一般取输出阻抗为 50Ω ，同时尽量减少输出端的分布电容。

4. 从上面快放大节电路的介绍中，只是简述了如何解决时间响应上快的问题。在实际应用中快放大器的基线漂移也是一个很重要的问题。图3.6.5所示快电压放大节电路原理图，由于应用了快、慢放大器组合的方案，将能大大提高快放大器基线漂移指标，而不影响快放大器的其它指标。图3.6.6是图3.6.5的方框原理图。

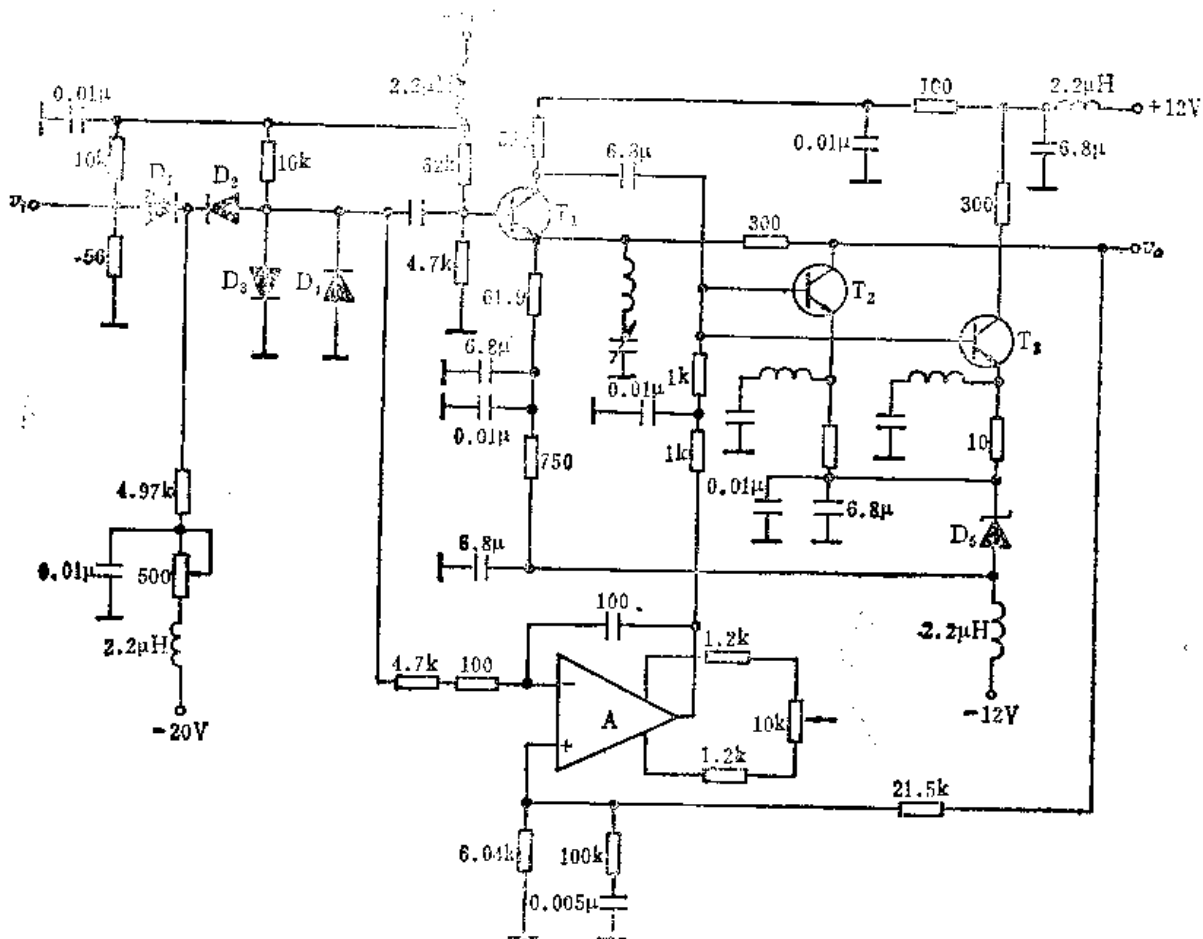


图3.6.5 实用快放大节电路图

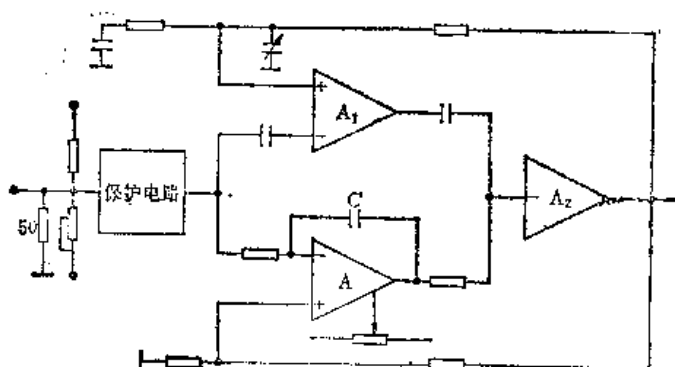


图3.6.6 为图3.6.5快放大节电路原理方框图
(A_1 、 A_2 为快放大器， A 为慢放大器)

快放大部分由 T_1 、 T_2 、 T_3 等元件组成，在输入端用 50Ω 电阻作为阻抗匹配之用。 D_1 、 D_2 串联， D_3 、 D_4 并联二极管限幅电路限制过载信号输入，提高快放大节的抗过载特性。

由集成运算放大器A和电容C等组成慢放大器,通过负反馈的方式稳定输出端基线电平,它对快信号不起作用。输出端基线电平可以通过调整运算放大器的输出电平来控制。它的指标:增益为4.5倍,上升时间为3.8ns,输出端的温度漂移 $<10\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 。

通过以上几个快电流放大节电路及快电压放大节电路的简单介绍,可以对快放大节电路的一些特点作一小结:

对于快电流放大节,由于是电流放大,各点电位的变化较少,故分布电容影响就小,而放大速度可以达到很快。但由于引线的电感及分布电感又容易使电路振荡,常常要加复杂补偿电路来避免振荡。它的信号匹配是串联方式。

对于快电压放大节,放大速度快慢与分布电容有很大的关系,因为分布电容起了对信号的积分作用,减少快电压放大器的分布电容就变得十分重要。为扩展频带宽也可以加上高频补偿电路。从放大速度讲比快电流放大节要慢一些,但从稳定性来讲,却要好一些。它的信号匹配是并联方式。

总的来讲,二种形式放大都要用很深的负反馈以取得很宽的频带,加上补偿网络可以避免振荡及扩展频宽。当然,高质量的晶体管是保证优良快放大器性能的首要条件,通常都挑选电流增益-带宽乘积大,结电容小,噪声系数小的晶体管。在快放大电路中,其工艺结构与一般电路相比有其特殊性,如布线原则是使分布电容最小,这样尽可能走短线甚至不走线,高频接地的正确连接等等。

在实际电路中,快放大器和通用的谱仪放大器并无原则差别,只是在指标上,如上升时间、计数率容量方面它比谱仪放大器要高一个量级,在线性、噪声、稳定性等方面性能要比谱仪放大器差一些。但在实际应用中,这两种放大器的差别就很大,由于上升时间特别快,使得在测量快放大器的性能指标及具体应用中各处都要注意匹配问题和接地问题,在测量系统中不能出现信号的反射现象,否则系统就无法正常工作。所用测量仪器指标都要适应快放大的特点。通常为测量谱仪放大器性能的仪器,在这里不再适用了。特别要注意的是,一旦快放大器出了故障,在维护时尽可能不要更动快放大器的原有工艺结构,以防止分布参数的变化。

§7 弱电流放大器

在射线测量中,常常需要对变化很慢又很弱小的电流信号进行测量。例如电离室输出电流、光电倍增管输出电流及加速器输出的带电粒子的束流,其电流一般在 10^{-6} — 10^{-15}A ,甚至更小一些的微弱电流。当在测量 10^{-9}A 电流时,通常用的磁电式电流计就十分困难。所以弱小电流的测量就不能用磁电式电流计,必须使用高阻输入的特殊器件(静电计管,场效应管等)组成的弱电流放大的电路。

下面我们分别讨论实现弱电流测量的不同方法。

一、电阻式弱电流放大器

图3.7.1为弱电流测量简单原理图。由于信号源可以近似看作电流源,所以它的内阻非常大,电流 i_i 不受负载影响,在电阻R的两端将产生一个电压降 v_i , $v_i = i_i \cdot R$,当 i_i 越大得到的 v_i 也就越大,从原则上讲只要R取得足够大,即使 i_i 非常小,得到 v_i 也不会太小。例

如, $i_i = 10^{-10} \text{A}$ 时, $R = 10^{10} \Omega$, $v_i = i_i \cdot R = 1 \text{V}$ 。一般希望 R 取得大一些, 而使测量的灵敏度高一些。实际上 R 的增大受到电子线路输入电阻的限制。对照图 3.7.1 很容易理解, 只有电子线路的输入阻抗远大于 R 条件下, 增大 R 才有现实意义。

静电计管和场效应管等器件都有极高的输入阻抗, 能够很好的满足这个要求。

这里简单介绍一下静电计管: 在场效应管出现以前, 弱电流放大器大多采用静电计管作为输入级。它有极高输入电阻 ($10^{14} \sim 10^{15} \Omega$) 和极小的栅流 ($10^{-13} \sim 10^{-16} \text{A}$)。由于栅流极小, 栅流引起的噪声和漂移亦很小。目前大量生产的场效应管还不能完全代替静电计管。但是静电计管本身也有寿命短, 体积大, 起始稳定时间长等缺点。

图 3.7.2 (a) 表示了静电计管的结构图。它由密封于玻璃外壳内的四个电极组成, 即: 灯丝、阴栅极、控制栅极及板极。它的导电和控制原理和场效应管完全不同, 简述如下:

灯丝通过一定的电流就会发射出大量自由电子, 当板极加上相对正电位时, 电子管内就

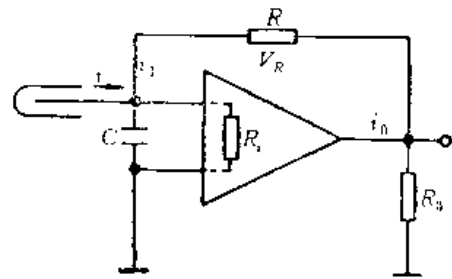
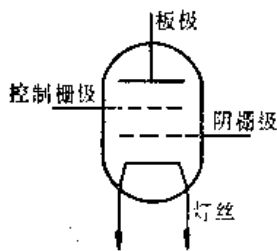
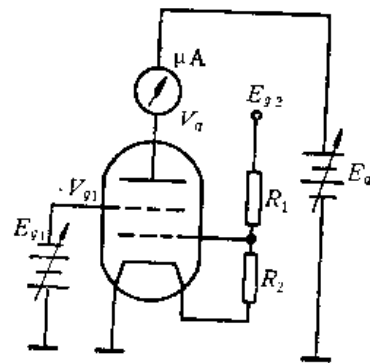


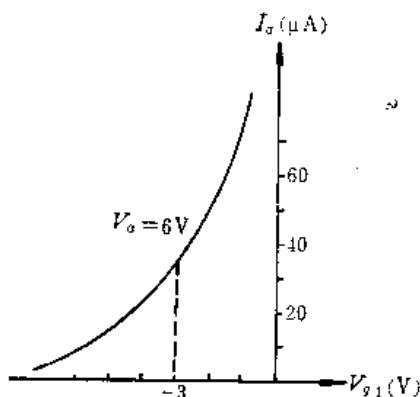
图 3.7.1 弱电流测量原理图



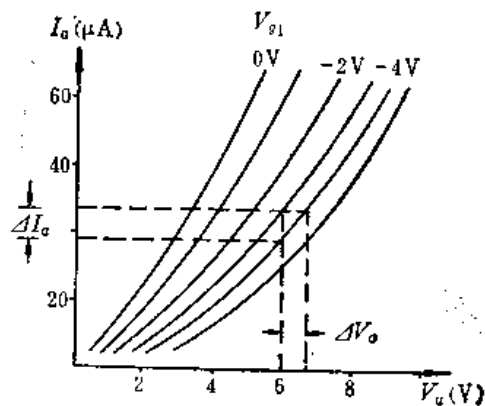
(a)



(b)



(c)



(d)

图 3.7.2 (a) 静电计管

(b) 测量静电计管特性曲线电路图

(c) 静电计管输入特性曲线

(d) 静电计管输出特性曲线

建立起空间电场, 电子将穿过空间到达板极, 引起板极电流。为了控制这个电流的大小, 就在此两极之间加入一个网状的控制栅极 (或称第一栅极), 给控制栅极以不同的电位 (一般

为负电位)就会引起空间电场强弱的不同。栅极电位越负,板极和灯丝间的电场越弱,板极电流也就越小。另外,在控制栅极和灯丝之间再加入一个网状栅极,称为阴栅极(或称第二栅极),当阴栅极加上正几伏电压的情况下,它可以使静电计管在很低的板压下工作,而且能够使控制栅极的栅流变得极小。

静电计管只要改变控制栅极的电压 V_g ,就可以引起板极电流 I_a 的变化,它是一个电压控制元件,它的特性也可以用输入和输出特性来描写。

图3.7.2(b)用来测量静电计管的特性。 E_{g1} 、 E_{g2} 作为可以调节的板压和栅压, E_{g2} 、 R_1 、 R_2 用来供给灯丝电流。

图3.7.2(c)及(d)分别为一般静电计管的输入、输出特性曲线。

它的输入特性和场效应管的特性基本上是一致的。即栅极电压 V_{g1} 能够控制板极电流的变化,因此可以把它象场效应管那样地作为电压控制元件加以使用。

在图3.7.1电路中,由于电阻 R 很大,在输入端可以得到较大的电压信号 v_i , v_i 越大则相对的干扰和噪声影响就越小,通过放大器后不必放大输入信号 v_i ,而只要使输出信号 $v_o = v_i$,具有较强的负载能力,所以放大器实际上并不要求有电压放大倍数而希望有很大的电流放大倍数。从而使输出电压 v_o 以低电阻形式输出,达到能够用普通的设备测量或取出信号的目的。

简单归结一下:弱电流放大器实际上就是一个阻抗变换器,输出信号等于输入信号,具有很高的输入阻抗和很低的输出阻抗。

弱电流放大器可能测到的最小电流(灵敏度),决定于放大器的零点漂移和零点摆动。

由于噪声使输入端 R 上压降不是固定在一个数值,而在一个平均值(10^{-10} — 10^{-12} A)附近涨落。这涨落在 R 两端产生压降,造成输入端电位起伏,这个起伏就引起零点摆动。

当高阻 R 很大,能满足 $R \gg \frac{1}{20I_g}$ 条件时,热噪声比栅流噪声要小得多。这样在弱电流测量中,零点摆动主要由栅流噪声引起的。

在测量时间短的条件下,零点漂移较小,而零点摆动则是主要的。它限制了弱电流测量的灵敏度。

定性解释一下增大电阻 R 可以减小零点摆动的原因。因为 R 越大时,得到信号就越大,与电阻 R 成正比,噪声开始也随着 R 变大,噪声电压也变大,但随着 R 增大有一定的限度,因为输出噪声电压与电路频宽有关。当 Δf 越大相应的噪声也越大, Δf 越小相应的噪声也越小。而电阻 R 越大,结果使电路的 Δf 越小。故噪声也就相应变小。 R 增大受到输入级的输入电阻的限制。

增大栅极电容可以减少噪声,因为电容将起到平滑噪声的作用。

这里给出在静电计管中信噪比公式

$$N_F = \frac{v_o}{v_g} = \sqrt{\frac{i}{\frac{eI_g}{2RC}}} \quad (3.7.1)$$

v_o 为信号电压, $\overline{v_g}$ 为栅极噪声, e 为电子电荷, I_g 为栅极电流平均值, i 为信号电流, R 为高阻, C 为输入端的电容。

当取 $R = 10^{10} \Omega$, $I_g = 10^{-9} \text{ A}$, $C = 10 \text{ pF}$, 信噪比要求 $N_F = 100$ 时,可以求得 $i = i_{\min} =$

10^{-12}A 。减小 I_g 的平均值，增大高阻 R 或电容 C ，都可以提高测量的灵敏度。但增大 R 和 C 实际上受到一定的制约， R 和 C 越大将使测量时间越长，在很多的情况下是不允许的。

弱电流放大器测量时间，指进行一次测量所需要的时间，即由输入回路 RC 的时间常数所决定，如图3.7.3所示的虚线部分。缩短测量时间可以减小零点漂移引起的误差。但是测量时间的减小和灵敏度的提高是互相制约的。

此时，当放大器与信号源需要用屏蔽电缆连接时，由于电缆电容较大，测量时间就会变得很长。

图3.7.4为负反馈电阻式弱电流放大器的原理图。它是应用负反馈的运算放大器电路。

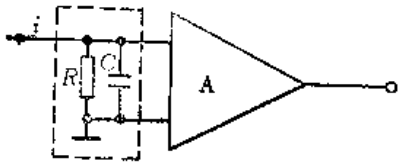


图3.7.3 弱电流放大器输入回路

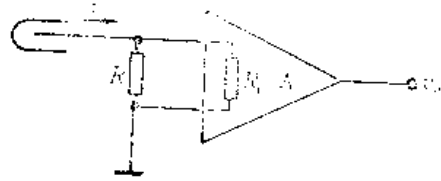


图3.7.4 电阻式弱电流放大器原理图

输入电阻 R 作为反馈电阻跨接在运算放大器的反相输入端和输出端。由于输入端为虚地，只要满足 R_i （运算放大器输入电阻） $\gg \frac{R}{A_o}$ ， A_o 为运算放大器的开环放大倍数，输出电压 $V_o = i_i \cdot R \approx i \cdot R$ ，此时输入端的等效电阻 $R' = \frac{R}{A_o}$ ，读数测量时间 $\tau' = 5R' \cdot C = 5 \frac{R \cdot C}{A_o}$ ，与不带负反馈的电阻式弱电流放大器相比较，测量时间大大缩小。一些本来由于分布电容很大而不能测量的弱小电流又可以测量了。但要注意，高阻 R 两端的分布电容 C_s 的存在将使测量时间减少受到限制。因为这时折合到输入端的 $R' = \frac{R}{A_o}$ ， $C' = A_o \cdot C_s$ 。当 A_o 很大时而输入端电容不大时，测量时间可近似为 $\tau = 5R'C' = 5RC_s$ 。

这时电流放大倍数

$$A_i = \frac{i_o}{i} = \frac{V_o}{R_o} / i = \frac{iR}{R_o} / i = \frac{R}{R_o} \quad (3.7.2)$$

当电表的电阻为 $2\text{k}\Omega$ ， $R=10^{12}\Omega$ 时，电流放大倍数

$$A_i = \frac{R}{R_o} = \frac{10^{12}}{2 \times 10^3} = 5 \times 10^8$$

由于应用负反馈的运算放大器，只要 A_o 足够大，将使电路在稳定性、线性等方面得到很大的改善。

图3.7.5为一个实际的弱电流放大器的原理图。

第一级的静电计管DC—2为高阻抗输入器件，单端输入，双端输出。

第二级由 (T_1, T_2) ； (T_3, T_4) 组成的复合的射极输出器。起前后级耦合和减少温度漂移的作用。当应用高阻抗输入的运算放大器时，这一级可以省去。

第三级运算放大器FC-52提供大的开环电压放大倍数。

反馈电阻 R_f 从输出端反馈到输入端。

二极管 D_1 、 D_2 起到限幅作用，用以来保护运算放大器，防止过载而损坏。

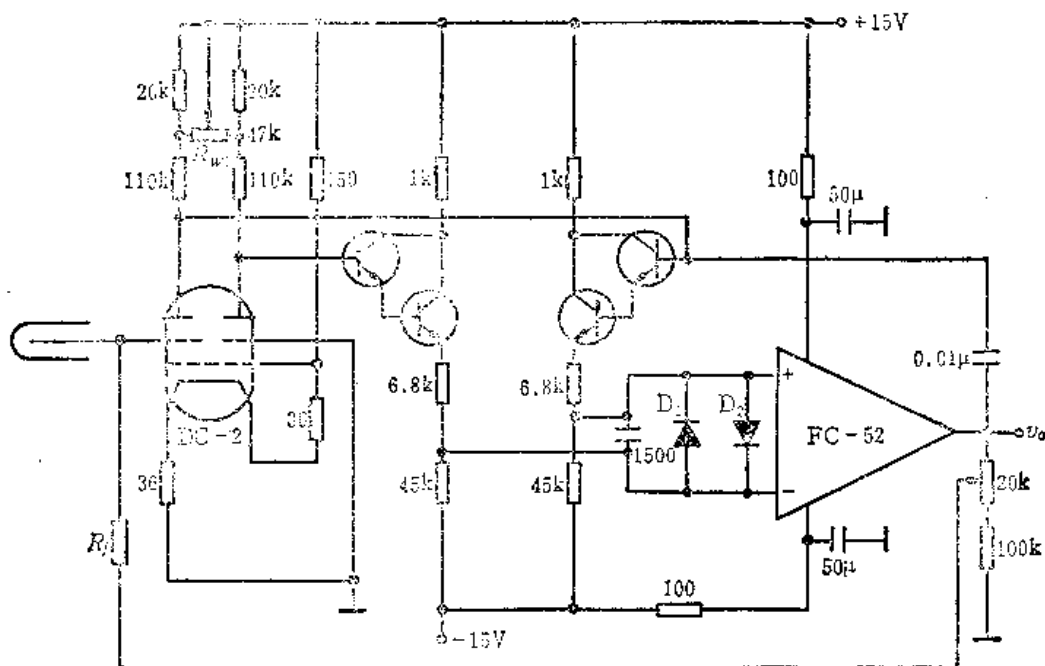


图3.7.5 静电计管输入级的弱电流放大器电路

电位器 R_w 可以调节输出的零点。

输入级也可以用场效应管来代替静电计管。以场效应管作为输入级的负反馈电阻式弱电流放大器已得到应用。

用微电子技术可以把场效应管直接做在运算放大器的输入级上，这样用一个器件就可以构成弱电流放大器。如SF357，由于本身的输入阻抗达到 $10^{12}\Omega$ ，而且有很高的开环放大倍数和低漂移的特性，它可以测量到最小电流为 10^{-13}A 量级。电路如图3.7.6所示。

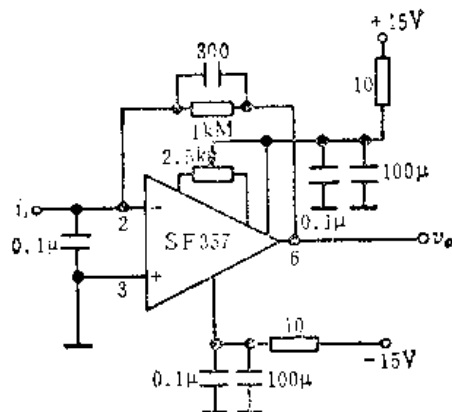


图3.7.6 运算放大器构成的弱电流放大器

二、电流-频率转换的弱电流放大器

在弱电流的测量中常常需要数字化处理，当然可以直接把电阻式弱电流放大器输出电压转换成频率 f ，然后再把频率 f 的脉冲送入计数器加以记录。但这一方法还存在着不少问题，故很少使用。如图3.7.7所示的电路为电容直接积分式 I - f （电流-频率转换器）弱电流测量装置，使频率 f 与电流 I 成正比，测量电流 I 的大小可以转换成测量频率的大小。在很宽的测量范围内（例如 10^{-8} — 10^{-12}A ）仪器不必换挡。但它的测量灵敏度比前面的方法要低一些，一般 I - f 变换的弱电流放大器最小能测到 10^{-12} — 10^{-13}A 左右。

在图3.7.7中，运算放大器A作为积分器来工作，反馈电容 C 为积分电容，放大器A的输出电压是输入电流的时间积分。当输入累积到参考电压 V_R 时，后面的电压比较器就被触发，

其输出脉冲触发单稳态电路，使其输出一个宽度恒定的脉冲。该脉冲电压通过电流开关发出一个宽度、幅度皆恒定的电流脉冲到放大器的输入端，该电流与输入电流极性相反，从而使积分器输出电平恢复到原来的初始电平，这样就完成了一次积分周期。同时，计数器将整形电路输出脉冲进行计数。每当电压比较器翻转一次，相当于在积分电容器中积累了一个 ΔQ 的电量，在单位时间里得到计数多少就可以折算到输入电流的大小。整形电路输出脉冲频率与输入电流强度成正比。这样，在测量过程中可以不改变量程开关。整个动态范围可达 5—

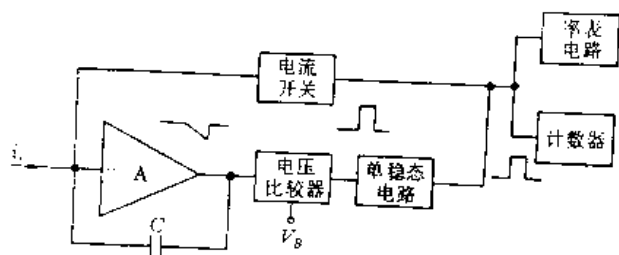


图3.7.7 I - f 转换电路的框图

7个量级。

三、调制型弱电流放大器

除了上述测量弱电流方法以外，调制型的弱电流放大器也是常用的方法之一，图3.7.8给出了它的方框原理图。

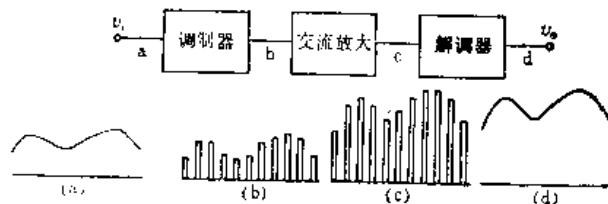


图3.7.8 调制型的弱电流放大器方框示意图

调制器作为一个转换器，可以把直流信号转换成交流信号。整个放大的任务由交流放大器来承担。交流放大器是我们很熟悉的电路。这样从根本上避免了直流放大器引起的漂移问题。最后利用解调器可以得到放大的直流信号，整个弱电流放大器的指标基本上取决于调制器。利用振动电容作为调制器构成的弱电流放大器可以测量到 10^{-16} — 10^{-17} A量级的弱小电流。

这里介绍利用DMOS电路设计技巧及工艺，研制具有调制、放大及解调的单片集成电路（5G7650）来组成的弱信号放大器。它利用动态校零的原理，克服了CMOS器件所固有的失调及漂移。

图3.7.9为5G7650集成单片的方框原理图。

A_1 为主放大器， A_2 为调零放大器，用内部振荡器（OSC）的振荡频率（200周）为内部时钟，振荡一周的上半周期为放大器的误差检测及寄存阶段，振荡一周的下半周期为动态校零及放大阶段。通过电子开关转换来达到上述目的。当使用钳位电路时，就将钳位电路接在

反相输入端，当它的输出信号接近电源电压时，就会自动降低反馈回路的增益而实现钳位目的。

图3.7.10为5G7650单片集成电路组成的弱信号放大器的放大节。5G7650和其它运

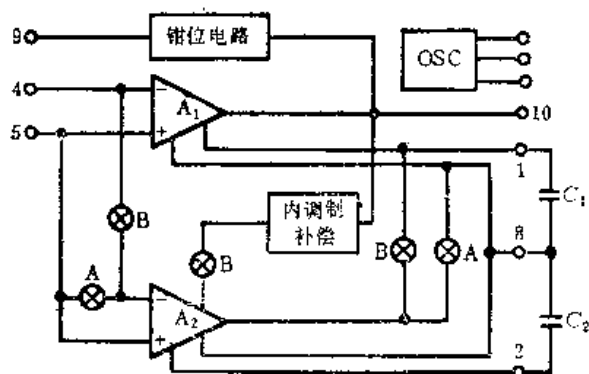


图3.7.9 5G7650单片集成电路的方框原理图

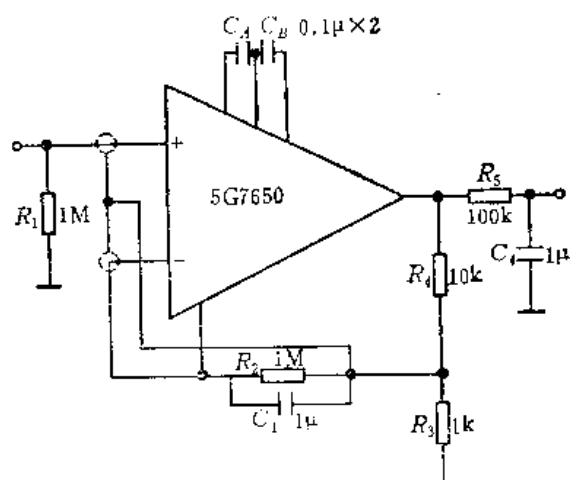


图3.7.10 5G7650单片集成电路组成的弱信号放大器的放大节

放大器一样，外部电路非常简单。 C_A 、 C_B 为记忆电容， R_1 为取样电阻，把输入的弱小电流转换成电压。电压放大倍数 $A = 1 + \frac{R_4}{R_3}$ 。 R_2 为满足放大器直流工作点的需要使 $R_2 + (R_3 \parallel R_4) \approx R_1$ ， R_5 、 C_4 为低通滤波器，把尖峰干扰滤去。用这样几节放大节串联就可以组成弱电流放大器。它的测量灵敏度取决于两个因素：一是测量时间由取样电阻和输入端电容数值所确定的时间常数所限制；二是在取样电阻上建立的信号电平要大于输入端的噪声电平。由于放大器本身输入阻抗非常高 $R_i \approx 10^{12} \Omega$ ，取样电阻在满足测量时间要求下，尽可能取得大一些。

利用5G7650的内部调制放大的特点，以及它具有高的输入阻抗，自动调零的优点，用电阻式弱电流放大器连接形式来应用5G7650集成单片器件，它即可以保留电阻式弱电流放大器的优点，又可以避免电阻式弱电流放大器直流漂移的缺点。它的测量灵敏度可达 10^{-13} A 。输出端满度输出为4.8V时，其输出端零点漂移小于0.5mV。电路图如图3.7.11所示。

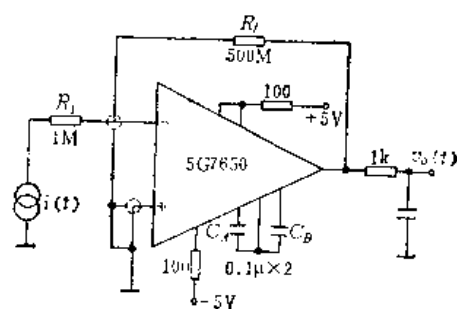


图3.7.11 5G7650单片集成电路组成的弱电流放大器

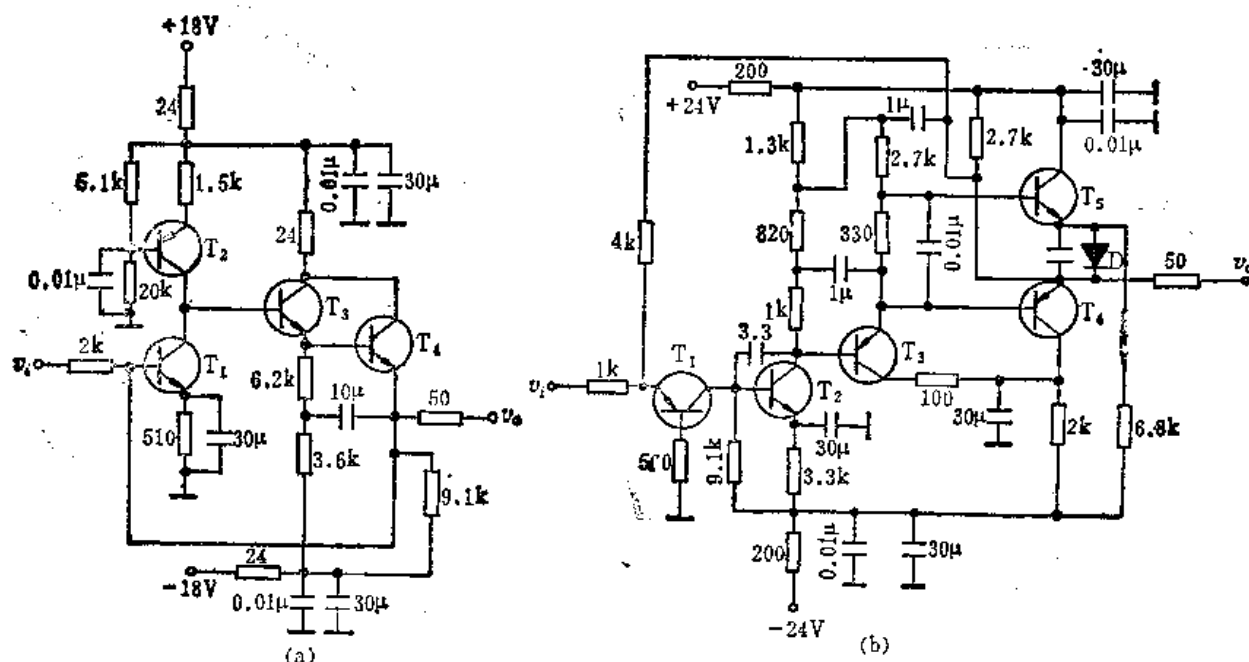
习题与思考题

3.1 试论述放大器在核物理实验中的作用，对各个性能指标要求应如何协调考虑？

3.2 谱仪放大器的幅度过载特性含义是什么？计数率过载含义是什么？二者引起的后果有何区别？

3.3 试说明能否通过反馈来减少干扰和噪声对放大器的影响？用什么方法可以减少干扰和噪声对放大器的影响？

3.4 试分析及讨论下面两个谱仪放大器放大节电路。指出在电路中采取了什么措施，其目的是什么？



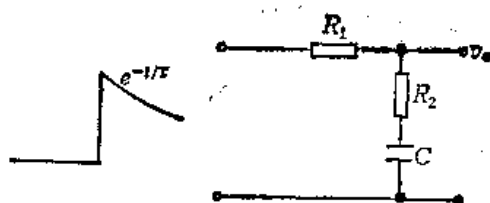
习题图3.1 (a) 放大节电路之一

(b) 放大节电路之二

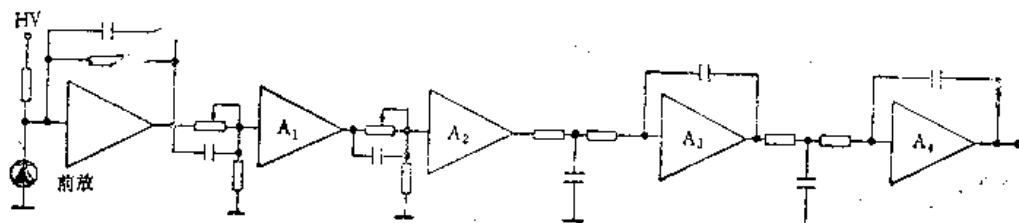
3.5 极-零相消电路和微分电路有何区别？如何调整习题图3.2电路的参数，使之能达到极-零相消的目的？

3.6 有源积分滤波器与无源积分滤波器相比较有些什么优点？门控有源积分器有些什么特点？

3.7 试说明核信号通过习题图3.3所示的滤波成形电路后得到些什么？失去些什么？画图说明。



习题图3.2 极-零相消电路



习题图3.3 滤波成形电路

3.8 试说明弹道亏损的原因。

3.9 什么是信号的峰堆积和尾堆积，它们分别对输出信号幅度会带来什么影响？引起什么样的谱形畸变？画图说明。

3.10 试说明基线起伏的原因，并分析CDD基线恢复器的工作原理，设输入如习题图3.4

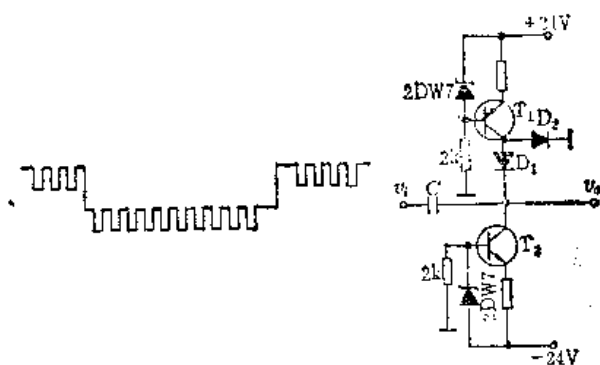
所示的波形，画出通过CDD基线恢复器后的输出波形。

3.11 门控基线恢复器有什么特点？并联型和串联型的门控基线恢复器有什么区别？

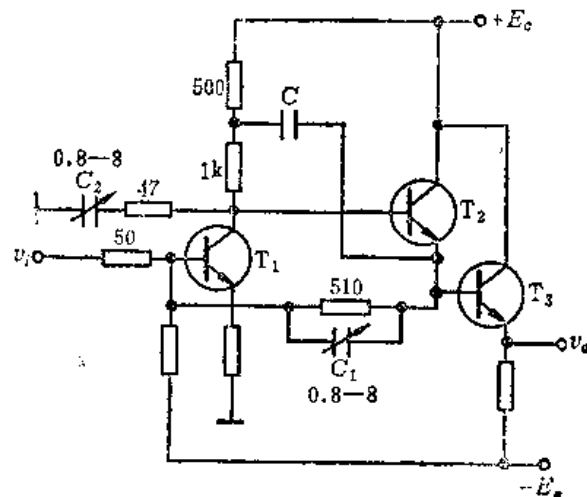
3.12 高能量分辨率和高计数率谱仪放大器是如何来消除峰堆积现象的？加入堆积拒绝电路是否可以使谱仪放大器的计数率提高很多？为什么？

3.13 快电压放大器和快电流放大器各有什么特点？它们和谱仪放大器相比有些什么不同？

3.14 试分析习题图3.5所示的快放大节电路特点？



习题图3.4 CDD基线恢复电路



习题图3.5 快放大节电路

3.15 使用电阻式弱电流放大器要注意些什么问题？

第四章 脉冲幅度分析

从探测器出来的脉冲信号经前置放大器和谱仪放大器放大后, 需要进一步处理。处理方式根据不同实验要求一般分成以下几种: 第一种是脉冲计数, 即把所需的脉冲数目记录下来。例如放射性强度测量, 即把所需的核辐射探测器输出脉冲数目用计数器或计数率计记录下来。在记录上述脉冲的同时要把不需要的信号(如噪声信号等)甄别掉。另一种处理方式是脉冲幅度分析。例如核能谱测量, 核辐射探测器输出的脉冲幅度与核辐射的能量成正比, 按脉冲幅度不同测量其计数, 从而得到脉冲幅度谱(即能谱)。又如选择不同的能量范围, 即选择不同的脉冲幅度范围。第三种方式是脉冲信号的时间分析, 即测量有关脉冲信号之间的一定时间间隔关系。在核电子学中经常利用时间-幅度变换, 把时间间隔的测量变成脉冲幅度的测量。此外, 还有脉冲波形甄别。波形甄别实际上是一种时间甄别, 所以可以归结成时间分析。高能物理或核医学中常用空间位置分析, 空间位置通常转换成时间量。所以空间位置分析同样可归结成时间分析。

从上面的介绍可以看到, 各种处理方式大多涉及到脉冲幅度信息的甄别和分析。所以核脉冲幅度的甄别和分析成为核电子学的主要研究课题。本章讨论幅度信息的甄别和分析方法, 分别介绍用于幅度甄别、选择和分析的幅度甄别器、单道脉冲幅度分析器和模数变换器。

§1 脉冲幅度甄别器

脉冲幅度选择的基本电路是脉冲幅度甄别器。它有一个可变的阈电压, 称为甄别阈。输入脉冲幅度大于给定的甄别阈时, 输出一个脉冲, 输入脉冲幅度小于给定的甄别阈时则无脉冲输出。有无脉冲输出可分别用逻辑“1”或逻辑“0”表示(可按TTL标准和ECL标准得到标准化的逻辑脉冲)。脉冲幅度甄别器的工作原理如图4.1.1所示。

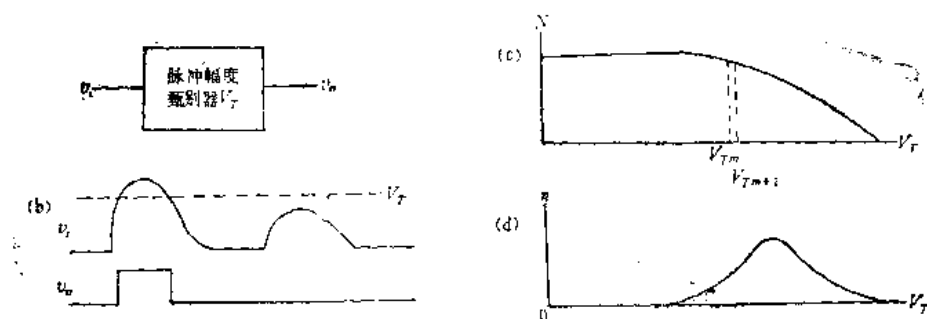


图4.1.1 脉冲幅度甄别与脉冲幅度谱

(a) 脉冲幅度甄别器

(c) 脉冲幅度积分谱

(b) 脉冲幅度甄别器工作波形

(d) 脉冲幅度微分谱

在图4.1.1 (a) 中, V_T 为阈电平。当输入脉冲 v_i 的幅度超过阈电平 V_T 时, 脉冲幅度甄别器输出一个数字信号 v_o (模拟信号变成数字信号)。若 v_i 的幅度小于阈电压 V_T , 则无数字信号 v_o 输出。工作波形如图4.1.1中的 (b) 所示。

如果改变阈电平 V_T , 测量到相应的大于 V_T 的脉冲数 $N(V_T)$ 。则所得到的 $N(V_T)$ 与 V_T 的关系就是脉冲幅度积分分布, 如图4.1.1中 (c) 所示, 通常称为积分谱。

在图4.1.1 (c) 中, 若从阈电平 V_{Tm+1} 上的脉冲计数 $N(V_{Tm+1})$ 中减去阈电平 V_{Tm} 上的脉冲计数 $N(V_{Tm})$, 则可得到在阈电平 V_{Tm} 上, 间隔 $\Delta V_T = V_{Tm+1} - V_{Tm}$ 中的计数 $\Delta N(V_{Tm})$:

$$\Delta N(V_{Tm}) = N(V_{Tm+1}) - N(V_{Tm})$$

上式中 $\Delta N(V_{Tm})$ 就是脉冲幅度在某个阈电平间隔中的计数大小。 ΔN 和 V_T 的关系就是脉冲幅度分布曲线, 也即是通常要测量的能谱曲线, 如图4.1.1中 (d) 所示。

从上面介绍可知, 图4.1.1 (c) 中的曲线可以表示为图4.1.1 (d) 中的曲线的“微分”, 因此图4.1.1 (d) 中的曲线又可称为微分谱。反之, 从图4.1.1 (d) 中的曲线的积分同样可得到图4.1.1 (c) 中的曲线。所以也可以把脉冲幅度甄别器称之为积分甄别器。

用积分甄别器来获取幅度谱 (微分谱) 时, 需要将测量的数据进行相减计算。所以不仅很化费时间, 而且还会增大误差。为此, 要求设计直接测量幅度谱的微分甄别器, 即单道脉冲幅度分析器。

在脉冲幅度甄别过程中, 由于探测器的输出脉冲具有一定的上升时间 (核辐射探测器的电荷收集时间), 所以对一定的阈电平, 两个幅度不同的脉冲 (假设其上升时间相同), 其触发时刻不同。这种情况的工作波形如图4.1.2 (a) 所示。

从图4.1.2 (a) 可见, 幅度大的脉冲先触发, 其触发时刻为 t_1 ; 幅度小的脉冲后触发, 其触发时刻为 t_2 。由此产生定时 (即触发时间) 误差 $\Delta t = t_2 - t_1$ 。

另外, 一个幅度一定的脉冲, 在不同阈电平时, 触发时刻也不相同。此时的工作波形如图4.1.2(b) 所示。当阈电平为 V_{T1} 时, 触发时刻为 t_1 , 当阈电平为 V_{T2} 时, 触发时刻为 t_2 。可见阈电平低则先触发, 阈电平高则后触发, 从而产生定时误差 $\Delta t = t_2 - t_1$ 。

对于一般的脉冲幅度分析 (能谱测量), 上述的定时误差对测量结果不会产生什么影响, 故可不予考虑。但是, 对于时间分析, 则必须解决这种定时误差问题。具有定时功能的甄别器称为定时甄别器。具有定时功能的单道脉冲幅度分析器称为定时单道脉冲幅度分析器。这些内容将在第五章中详细介绍。

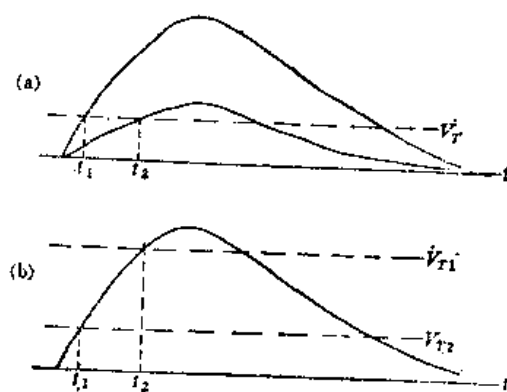


图4.1.2 脉冲幅度甄别器中的定时误差
(a) 阈电平一定, 幅度不同
(b) 阈电平不同, 幅度相同

一、脉冲幅度甄别器的一般要求

脉冲幅度甄别器是将输入模拟脉冲转换成数字逻辑脉冲输出的一种装置。理想的脉冲幅

度甄别器应该具有以下功能：当一个输入脉冲的幅度超过一定阈电平时，则输出一个数字脉冲，而与输入脉冲的幅度、上升时间、宽度等参数无关。若输入脉冲的幅度低于给定的阈电平则无输出脉冲。

由此可知，一个理想的甄别器应该有快速响应性能，它能够处理两个时间间隔十分相近的脉冲。这种时间间隔的最小值称为脉冲幅度甄别器的死时间。显然，理想甄别器的死时间应是常数，它与输入脉冲的形状无关。从而可以精确计算计数损失。甄别器的定时时刻应该尽量接近输入脉冲前沿的过阈点。甄别器输出脉冲除了它的起始时刻外，它的幅度和宽度应该是标准的，与输入脉冲的参数无关。此外，理想甄别器应该有足够高的触发灵敏度，甄别阈有足够大的动态范围。甄别阈足够稳定，不随环境温度、电源电压、输入脉冲形状和宽度而变化。对于一个实际甄别器不可能全部满足上述要求。一般根据不同的测量对象，侧重于某些方面的要求。例如，在核能谱测量中，为了得到好的能量分辨率，要求降低噪声和脉冲堆积的影响，所以通常选择滤波成形电路时间常数为微秒量级。脉冲计数率不能太高。因此在这种系统中的脉冲幅度甄别器不需要快速恢复的性能，但是甄别阈的精度和稳定性则要求很高。

实际甄别器根据其速度不同分为中（低）速甄别器和高速甄别器（快甄别器）两类。

当脉冲计数率增高时，脉冲堆积对能量分辨的影响成为主要因素，脉冲的宽度必须很窄。此时的甄别器应该具有快速响应和快速恢复的性能。但是如果不要求有好的脉冲幅度的甄别精度，这时成为一个定时电路。若要求好的幅度甄别性能，则为快甄别器。

脉冲幅度甄别器主要的技术指标为：

(1) 输入灵敏度

甄别器的输入灵敏度指甄别器能输出脉冲的最小输入脉冲幅度。一般为几十毫伏，灵敏甄别器可达到十毫伏左右。输入灵敏度受到甄别阈的涨落、温度稳定性、噪声等因素的限制。在快甄别器中还受到输入脉冲的反射率的限制。

(2) 甄别阈范围

一般甄别器的甄别阈范围为几十毫伏到几伏。最大阈电平与最小阈电平之比称为甄别器的动态范围。例如，最大阈电平为5.00V，最小阈电平为50mV，则动态范围为100。动态范围通常在30到1000之间。

(3) 甄别阈稳定性

甄别阈稳定性通常包括三个方面：温度变化的稳定性，市电变化的稳定性及长时间漂移的稳定性。温度变化的稳定性一般为 $(0.1-2)\text{mV}/^{\circ}\text{C}$ 。

(4) 甄别阈线性

一般为1%—0.1%。

(5) 甄别阈涨落或阈模糊区

这一指标决定甄别器的甄别精度，通常其大小为零点几毫伏到几毫伏。

(6) 甄别器速度

它表示甄别器响应和恢复的快慢。通常用双脉冲分辨时间和最高输入脉冲频率来表示甄别器的速度。双脉冲分辨时间是指电路能正常工作时的两个相邻输入脉冲前沿之间的最小时间间隔。甄别器的双脉冲分辨时间一般为几个 μs 到几个 ns ，最高输入脉冲频率为几百kHz到几百MHz。双脉冲分辨时间更适合于表示甄别器在随机输入脉冲作用下的性能。此外，

对快甄别器还给出输出脉冲对输入脉冲的延迟时间。

(7) 输出脉冲的幅度、宽度

通常甄别器输出脉冲的幅度和宽度是不变的。

二、甄别器电路实例

甄别器电路类型很多,常用的甄别器电路有二极管甄别器、射极耦合触发器(施密特电路)、交流射极耦合触发器、集成电压比较器和隧道二极管甄别器等。只有在要求不高时才用二极管型甄别器。隧道二极管(超高速型)具有极高的速度,所以用来构成快甄别器。集成电压比较器甄别器具有电路简单、调整方便、稳定性好、灵敏度高(因而动态范围大)、速度快等特点,所以成为目前脉冲甄别中使用最广泛的甄别器。

下面给出几个常用甄别器的实例。

1. 集成电路脉冲幅度甄别器

图4.1.3是一个单道脉冲幅度分析器中的中速集成电路甄别器。这种甄别器的电路简单、阈值稳定、调整也比较容易。

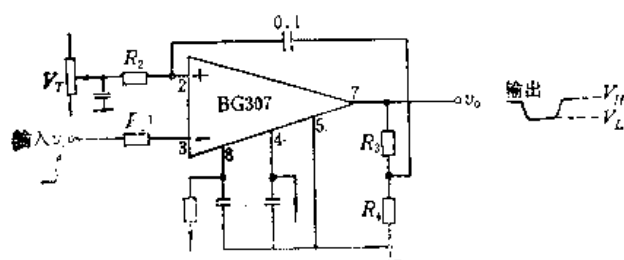


图4.1.3 中速集成电路甄别器

甄别器由BG307型电压比较器接成交流耦合施密特电路而构成。脉冲信号接到电压比较器的反相输入端,而同相端则加上阈电平 V_T 。比较器的输出信号经过电容反馈到同相端,为正反馈连接方式。

平时,甄别器输出处于高电平 V_H ,当输入信号 v_i 的幅度超过阈电平 V_T 时,甄别器触发,输出电压跳变,从高电平 V_H 到低电平 V_L 。输出脉冲的幅度为两者之差($V_H - V_L$)。甄别器的滞后电压 V_{HY} 由下式决定:

$$V_{HY} = \frac{R_1 // R_3}{R_3 + R_4 // R_2} (V_H - V_L) \quad (4.1.1)$$

上式中符号“//”表示两个电阻并联。

在(4.1.1)式中, $R_2=510\Omega$, $R_3=5.1k\Omega$, $R_4=100\Omega$,则可算出 V_{HY} 约为0.042V。

甄别器的滞后电压决定了输入灵敏度约为50mV。输出脉冲前沿约20ns。这种甄别器具有较好的甄别特性,稳定性也比较好。阈值长期漂移小于10mV/8h(典型为2mV/8h)。阈值的温度不稳定性小于1.5mV/°C(典型值为0.2mV/°C)。甄别器的速度受比较器BG307性能限制(BG307的前沿为20ns,后沿为100ns),所以速度不高,最高重复频率约为几个MHz。若要提高甄别器的速度,则需用快速的集成比较器。

图4.1.4给出一个由快速电压比较器AM685构成的高速脉冲幅度甄别器。

由AM685组成一个施密特触发电路。输出端由电阻 $5.1k\Omega$ 反馈到同相端。输入信号经过二极管 D_1 和 D_2 限幅,以便保护比较器AM685。

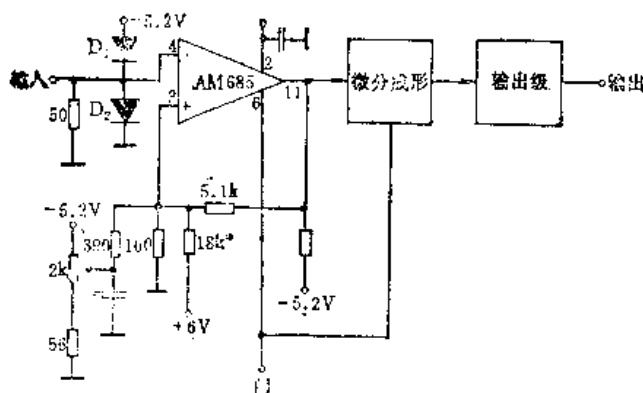


图4.1.4 快速集成电路甄别器

从比较器输出的信号经过微分和成形后到输出级,输出一定幅度和宽度的脉冲信号。由于使用了高速比较器,这个甄别器的双脉冲分辨时间约为 9 ns ,最高重复频率可以大于 100 MHz 。阈值范围为 -30 mV —— -1000 mV 。阈值温度稳定性小于 $0.2\%/^{\circ}\text{C}$ ($20-50^{\circ}\text{C}$)。

2. 隧道二极管甄别器

图4.1.5是一个 150 MHz 快甄别器中的隧道二极管甄别单元原理图。它由电压-电流转换器、隧道二极管甄别级、返回调节电路和放大器等部分组成。

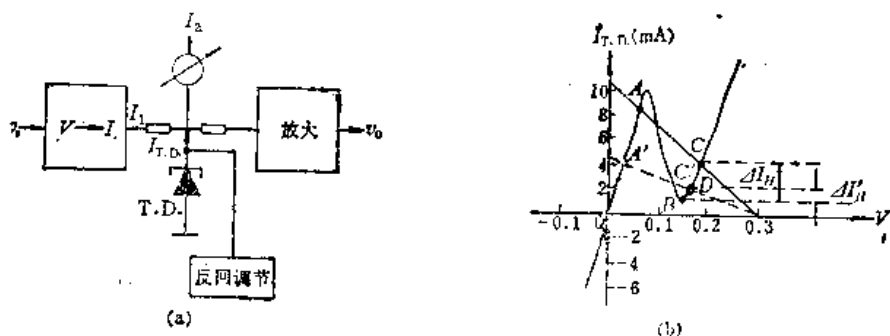


图4.1.5 隧道二极管甄别器

(a) 隧道二极管甄别单元

(b) 隧道二极管特性

电压-电流转换电路把输入脉冲电压信号转换成电流信号,再用这个电流信号去触发隧道二极管甄别器。隧道二极管的电流 I_{TD} 由恒流源 I_2 供给。恒流源电流可以调节,由此改变隧道二极管甄别器的阈电流大小。返回调节电路用来减少隧道二极管甄别器的滞后电流。

从图4.1.5中的(a)电路可以得到输入电流 I_i 、隧道二极管电流 I_{TD} 与恒流源电流 I_2 之间的关系:

$$I_{TD} = I_i - I_2 \quad (4.1.2)$$

在图4.1.5的(b)中给出隧道二极管特性曲线。设隧道二极管的峰电流为 I_p ,由输入电压信号 v_i 产生电流 I_i 。当 I_i 足够大时,隧道二极管电流达到峰电流 I_p ,从而进入隧道二

极管的负阻区，引起雪崩过程，而输出一个负电流脉冲（图中从A点到C点或从A'点到C'点）。这个负电流脉冲再经过下一级放大输出。当恒流源电流 I_2 改变时就改变了阈电流。

当输入信号结束时，隧道二极管工作点从C点（或C'点）经过B点回到A点（或A'点）。可见甄别器的滞后电流 ΔI_H 为：

$$\Delta I_H = I_C - I_B$$

为了减少滞后电流，可以使用返回调节电路。这个电路能限制隧道二极管的工作点，使得其工作电流限制在D点，如图4.1.5 (b) 所示。由此，滞后电流减少为 $\Delta I_H'$ ：

$$\Delta I_H' = I_D - I_B$$

上述图4.1.5中隧道二极管甄别单元只是整个快甄别器中的一个部分。实际的快甄别器整个电路框图如图4.1.6所示。

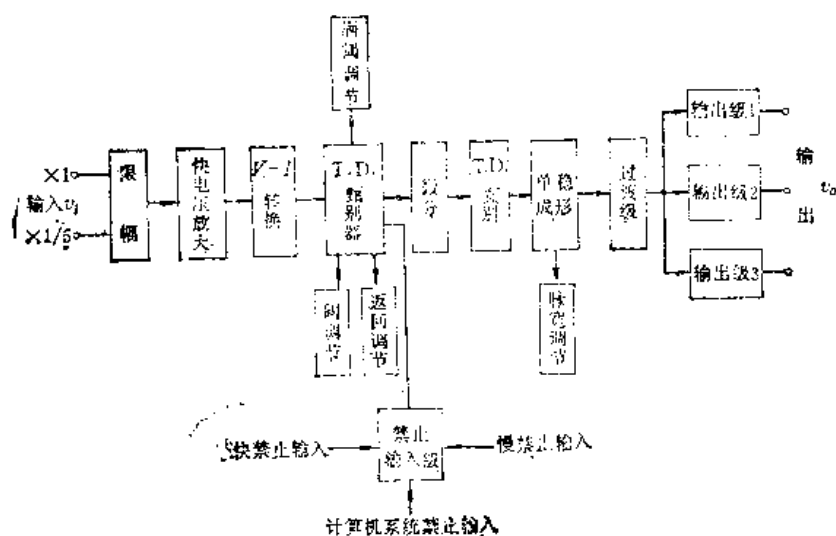


图4.1.6 快甄别器框图

整个快甄别器除隧道二极管甄别单元外，还包括输入限幅、放大、成形、输出等部分。由于使用隧道二极管甄别，所以速度很快。这个快甄别器的主要指标为：最大计数率150MHz；双脉冲分辨时间小于7ns；甄别阈范围为-30mV到-600mV；甄别阈温度稳定性小于0.3%/℃；输出脉冲上升时间与下降时间皆为2ns；输出脉冲宽度为3ns到800ns可调。

三、脉冲幅度甄别器的使用——半计数法

脉冲幅度甄别器可用来测量脉冲幅度或标定脉冲幅度。这时，所测脉冲幅度是一定的。改变甄别器的甄别阈则可测得不同幅度的脉冲。图4.1.7就是用脉冲幅度甄别器测量脉冲幅度的方框图。

设输入脉冲幅度为 v_i ，计数率为 n ，甄别器的甄别阈为 V_T 。当 v_i 稍为大于 V_T 时，甄别器触发，在计数率计上可得到计数率为 n 的信号。但是，从脉冲幅度甄别器工作原理可知，只要 v_i 大于 V_T ，而不管 v_i 超过 V_T 幅度值的大小如何，甄别器都会有输出。这样，由 V_T 的大小来确定 v_i 的数值会产生很大测量误差。同样，若甄别器不被触发，即 v_i 稍小于 V_T 时，用

计数率计的计数为零来测量脉冲幅度，由于 v_i 小于 V_T ，不管 v_i 低于 V_T 多少幅度值，皆无输出。所以也不能用 V_T 的大小来确定 v_i 的数值，它同样会产生大的测量误差。为了正确测量脉冲幅度，^[3]可以采用“半计数法”。半计数法是使阈值 V_T （或幅度 v_i ）与幅度 v_i （或阈 V_T ）相接近，从而使甄别器处在有一半输入脉冲触发的状态中，即在计数率计中指示为 $n/2$ 。图4.1.8中的（a）、（b）和（c）、（d）分别表示 $v_i > V_T$ 、 $v_i < V_T$ 和 $v_i \approx V_T$ 三种情况，即对应计数率计为全计数（ n ）、全部不计数（0）和半计数（ $n/2$ ）的情况。只有 v_i 和 V_T 很接近时，甄别器处于一半输入脉冲触发，一半输入脉冲不触发的所谓“半触发”状态，才是半计数。



图4.1.7 脉冲幅度甄别器测量脉冲幅度

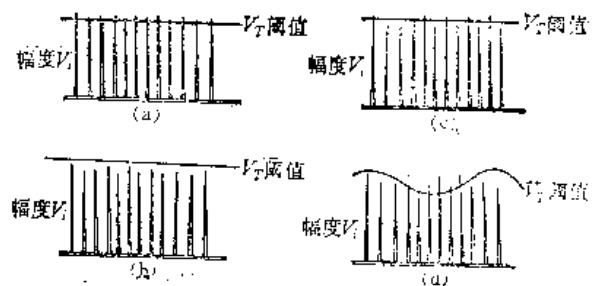


图4.1.8 甄别器的全计数（a）、全不计数（b）和半计数（c）、（d）

显然，理想的脉冲（幅度）和理想的脉冲幅度甄别器是不存在半计数（半触发）状态的。但是实际的脉冲幅度必然存在分布和涨落，实际的甄别器同样存在甄别阈的涨落，所以总是存在半计数（半触发）状态的。通常也是定义输出脉冲计数率等于50%输入脉冲计数率时的输入脉冲幅度值为甄别阈值。采用半计数法不但能减少测量幅度的误差，还能减少脉冲幅度和甄别阈涨落带来的测量误差。当用标准脉冲标定甄别阈时，同样采用半计数法。

§ 2 单道脉冲幅度分析器

一、单道脉冲幅度分析器工作原理

单道脉冲幅度分析器（微分甄别器）要求只有输入脉冲幅度落入给定的电压（阈电平）范围（ $V_U - V_L$ ）之内时，才输出逻辑脉冲。而输入脉冲幅度小于 V_L 或大于 V_U 时皆无输出脉冲，它的逻辑功能如图4.2.1所示。

图中 V_L 为给定电压范围的下限电压，称为下阈电平（阈值）； V_U 为上限电压，称为上阈电平（阈值）；上阈电平与下阈电平之差 $V_W = V_U - V_L$ ，称为道宽（或窗）； $V_C = 1/2(V_U + V_L)$ 称为道中心。

从图可见，第①号脉冲幅度低于下阈电平 V_L ，则无脉冲输出；第②号脉冲幅度落在下阈电平 V_L 和上阈电平 V_U 之间，则有脉冲输出；第③号脉冲幅度大于上阈电平 V_U ，无脉冲输出。

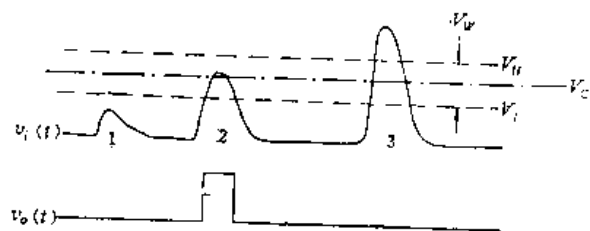


图4.2.1 单道脉冲幅度分析器工作原理

因此,若保持道宽 V_w 一定,改变 V_L (V_U 同时改变而 V_w 不变),测量不同 V_L 时的输出脉冲计数 N ,就可得到幅度谱,即微分谱。这是人们早期测量能谱曲线的简单方法。但是每测一个能谱仍需逐点改变阈值,既费时间,又容易受到仪器不稳定性影响,测量误差比较大。现在一般都用多道脉冲幅度分析器测量能谱。但是单道脉冲幅度分析器结构简单、价格便宜,可以用它选择感兴趣的幅度范围或选取一定的能量范围的信号作为校正信号等等。所以仍然有较广泛的用途。

单道脉冲幅度分析器的基本结构如下图4.2.2所示。

从图4.2.2的结构可见,单道脉冲幅度分析器由上甄别器、下甄别器及反符合电路组成。

反符合电路的逻辑功能为:在给定的时间间隔内,只有符合信号输入端单独有信号时才有输出信号;若反符合输入端(或称禁止端)和符合端皆有输入时则无输出。或者说反符合信号把符合信号“反”掉了,所以称反符合电路。因此反符合电路逻辑功能如表4.1所示。

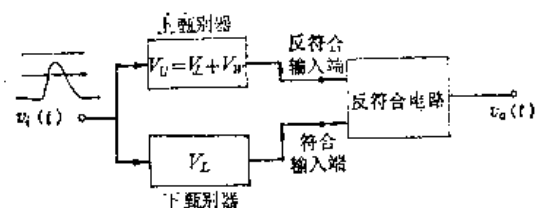


图4.2.2 单道脉冲幅度分析器结构

表4.1

符 合 端	1	0	0	1
反 符 合 端	0	0	1	1
输 出 端	1	0	0	0

设上阈电平为 V_U ,下阈电平为 V_L , $V_U > V_L$,上甄别器输出接反符合电路的反符合输入端,下甄别器输出接符合输入端,输入信号按其幅度 v_i 的大小分成以下三种情况:

- (1) $v_i < V_L$: 上、下甄别器皆无输出,反符合电路无输出。
- (2) $V_L < v_i < V_U$: 上甄别器无输出,下甄别器有输出,反符合电路有输出。
- (3) $v_i > V_U$: 上、下甄别器皆有输出,反符合电路无输出。

因此图4.2.2中的电路结构原则上能实现单道分析器的功能。

但是,在实际工作中,由于输入脉冲信号具有一定的上升时间和下降时间,电路在工作时序上还会产生问题,如图4.2.3所示。

在图中, v_i 为输入电压信号, v_{Uo} 为上甄别器输出脉冲, v_{Lo} 为下甄别器输出脉冲。由于 v_i 有一定的上升时间和下降时间,下阈电平 V_L 小于上阈电平 V_U , 使 v_{Lo} 比 v_{Uo} 产生得早,而结束得晚,即 v_{Lo} 比 v_{Uo} 宽。因此,上甄别器的输出信号 v_{Uo} 作为反符合信号不能完全禁止下甄别器的信号输出。从而在反符合电路输出端出现两个不应有的假信号,造成逻辑上的错误。

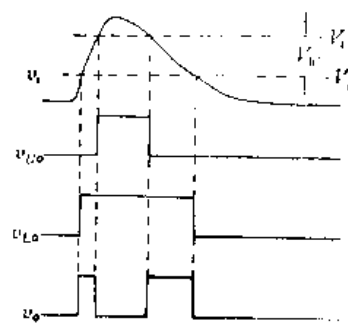


图4.2.3 单道脉冲幅度分析器的定时误差

解决上述的错误动作问题可以有多种办法。最直接的办法是,延迟下甄别器输出脉冲

v_L 成为 V_L' ，再拉宽上甄别器输出脉冲 v_U 成为 v_U' ，从而使得作为反符合信号的 v_U' 可完全禁止下甄别器的 v_L' 输出。一个采用这种方法的单道脉冲幅度分析器电路结构框图如图 4.2.4 中的 (a) 所示，图 4.2.4 中的 (b) 为其工作波形图。当输入信号幅度超过上阈时，被拉宽后的上阈输出信号 v_U' 足以“盖住”下阈输出信号 v_L' ，则电路不产生输出信号。

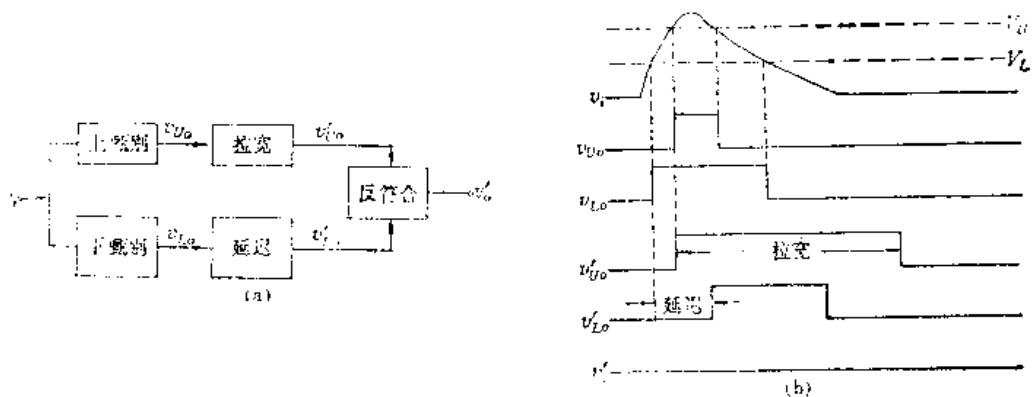


图 4.2.4 单道分析器的完整结构
(a) 结构方框图 (b) 工作波形

二、单道脉冲幅度分析器实例

下面介绍一个单道脉冲幅度分析器的 NIM 插件实例，图 4.2.5 和 4.2.6 分别是它的原理方框图和工作波形图。

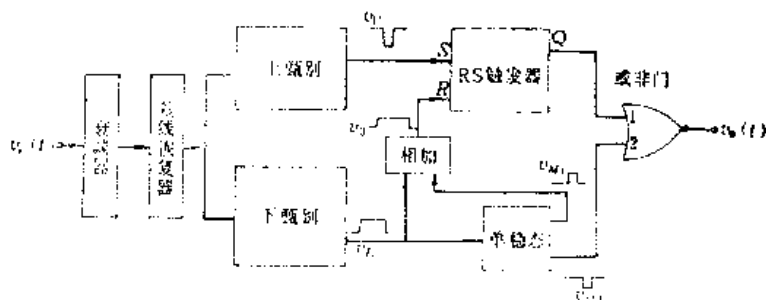


图 4.2.5 实际单道分析器原理框图

从图 4.2.5 可见，输入信号 v_i 经过衰减器和基线恢复器以后加到上、下甄别器。上、下甄别器是由集成电压比较器构成的集成电路甄别器，其电路可以参看上节图 4.1.3。

图 4.2.5 电路中解决错误动作的逻辑结构与前面所述的方法有所不同。下甄别器输出脉冲用后沿触发的单稳态电路使输出脉冲延迟并用相加电路延长脉冲持续时间；当上甄别器有输出时，再利用低电平 RS 触发器和或非门完成反符合电路的功能。

在图 4.2.6 的工作波形中，上甄别器触发后经成形输出负脉冲为 v_U ，下甄别在触发后则成形输出为正脉冲 v_L 。负脉冲 v_U 加到 RS 触发器的 S 端。正脉冲 v_L 同时加到相加电路和单稳态电路上。 v_L 的后沿触发单稳态电路。单稳态电路输出宽度零点几微秒的正负两个脉冲，正脉冲 v_{M1} 加到相加电路上，负脉冲 v_{M2} 作为下甄别器输出由单稳态成形延迟后的信号加到

或非门的②端上。单稳态电路输出的正脉冲 v_{M1} 和下甄别器输出正脉冲 v_{L0} 在相加电路中相加,得到比 v_{L0} 宽零点儿微秒的正脉冲。这个正脉冲加到RS触发器的R端。RS触发器的Q输出端加到或非门的①端。或非门有否输出决定于RS触发器的Q输出端状态。

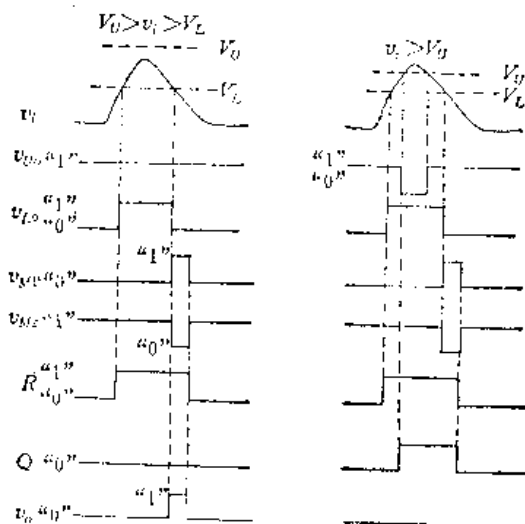


图4.2.6 实际单道分析器工作波形

单道分析器的工作可以分两种情况: $V_U > v_i > V_L$ 和 $v_i > V_U$ 。

当 $V_U > v_i > V_L$ 时,即输入信号幅度 v_i 超过下阈 V_L ,而低于上阈 V_U 时,上甄别器无输出,其输出端 v_U 保持“1”电平,使RS触发器S端仍为“1”电平,而R端起始为“0”电平,故RS触发器输出端始终保持起始的“0”电平。下甄别器在输入信号作用下输出正脉冲,其后沿由单稳成形后的 v_{M1} 加到或非门的②端,因为此时或非门的另一端①连接Q输出端为“0”电平,故 v_{M1} 通过或非门产生正的输出脉冲 v_o 。

当 $v_i > V_U$ 时,输入信号幅度 v_i 超过上阈 V_U 时,RS触发器被上甄别器输出信号 v_U 的负沿置“1”态,Q端输出高电平,直到 v_{M1} 信号结束时刻触发器的R端下跳到“0”电平时才复位,所以或非门被封锁,不允许 v_{M1} 信号输出。

实际单道脉冲幅度分析器插件的具体电路如图4.2.7所示。它由基线恢复器、衰减器、甄别成形级、反符合逻辑、输出放大级等部分组成。

在输入端有一个基线恢复器,它的作用是保证单道分析器在高计数率输入信号下不产生明显的基线偏移。输入信号是通过1/2衰减器加到上、下甄别器,这是为了把单道分析器允许的输入脉冲幅度扩大到10V。因为由集成电压比较器构成的上、下甄别器本身最大允许输入信号约为5V到7V。

上、下甄别电路的阈电平通过参考电压运算器供给。它的结构如图4.2.8所示。

参考电压运算器是由上、下运算放大器BG305D组成的加法器和减法器以及精密的参考电压源构成。两个高稳定稳压管2DW7C提供稳定的参考电压并经过两路十圈电位器分别提供阈和道宽的参考电压(分别用 V_T 和 V_W 表示),再接到加法器和减法器的输入端,在它的输出即可分别获得上、下甄别器的阈电压。藉助于开关很容易实现道宽的对称和非对称调节。

在道宽非对称调节时,加法器输出电压为上甄别器阈值 V_U ;

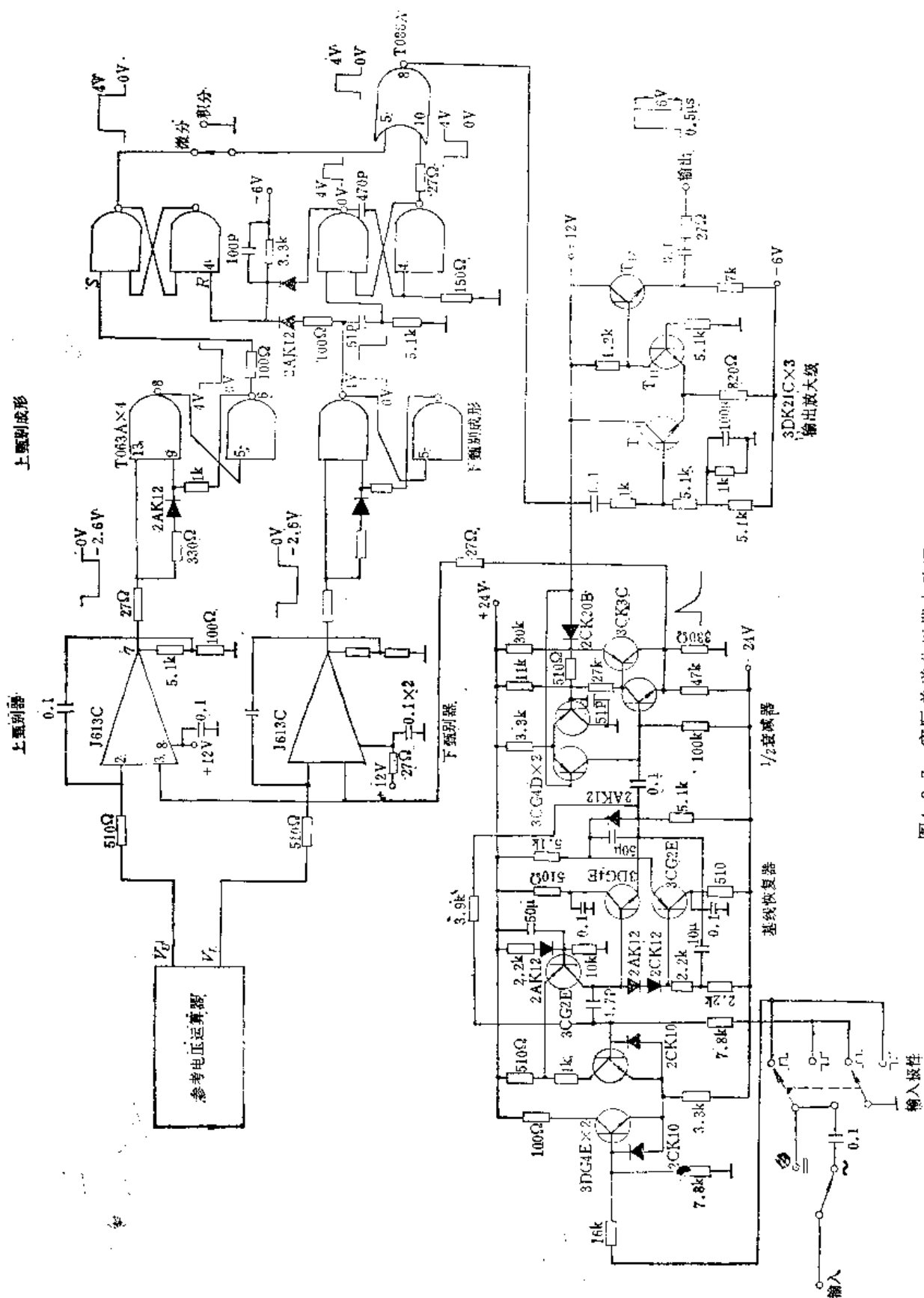


图 4.2.7 实际单道分压器电路图

$$V_U = -\frac{1}{2} (V_T + V_W)$$

减法器此时为一倒相器，其输出电压为下甄别器阈值 V_L ：

$$V_L = -\frac{1}{2} V_T$$

可以看到，当 V_T 改变时， V_U 和 V_L 同时改变，而道宽为 $1/2V_W$ 。电路中由于参考电压源和其它电路电源公用，所以电压值较高，而 V_L 和 V_U 不要这么大，所以加法器和减法器的传输系数均设计为 $1/2$ 。

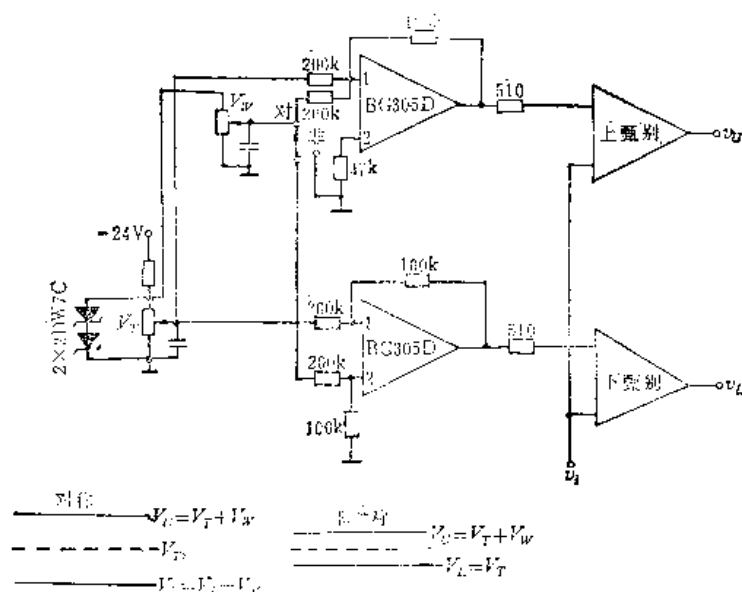


图4.2.8 参考电压运算器

在道宽对称调节时，加法器输出电压为上甄别器阈值 V_U ：

$$V_U = -\frac{1}{2} (V_T + V_W)$$

减法器输出电压为下甄别器阈值 V_L ：

$$V_L = -\frac{1}{2} (V_T - V_W)$$

所以道宽为 V_W 。可以看到，在调节道宽时，上阈 V_U 和下阈 V_L 的变化大小相等，方向相反，而保持道宽中心不变。这时道中心为 $1/2V_T$ ，常称为单道分析器的阈。利用这种调节方式，测峰面积比较方便。将道中心调到阈位，调节道宽时不需要再调阈。应该注意的是，对称调节时道宽的数值为非对称调节方式时道宽的两倍。而且 V_T 不能小于道宽 V_W ，即 $V_T - V_W$ 不能为负值，否则工作不正常。

从电路图4.2.7可见，输入信号经过上、下甄别器输出后加到甄别成形级。上甄别成形级和下甄别成形级都是由双与非门构成的施密特电路。不同的只是上甄别成形输出负脉冲，下甄别成形输出正脉冲。RS触发器和单稳态电路也是由双与非门构成的，并且和或非门完成反符合逻辑功能。

或非门的输出电平较低（约4V），为了提高输出电平，加了一个输出放大级。放大级由 T_{10} 、 T_{11} 、 T_{12} 构成。 T_{10} 和 T_{11} 为截止放大器，当静态时 T_{10} 截止，截止阈值为1V。这

样可以防止反符合门的微小漏信号导致输出。或非门有信号输出时,经截止放大器放大,再经 T_{12} 射极级输出。

三、单道脉冲幅度分析器技术指标

单道分析器的技术指标可以类似于脉冲幅度甄别器,包括阈范围、线性、稳定性、输入输出特性、分辨时间等等。但是单道分析器还应有道宽方面的指标,即道宽范围、道宽线性、道宽稳定性等。

下面给出图4.2.7中的单道脉冲幅度分析器的技术指标。

(1) 动态范围

阈值范围: 0.1V到10V (或100:1)

道宽范围: 0V到5V (非对称状态)

0V到10V (对称状态)

由前面分析已知,非对称道宽时的阈值为下甄别阈电平,而对称道宽时的阈值为道中心电平,非对称道宽等于对称道宽的一半。

(2) 线性

阈值线性: 积分线性好于0.4% (典型0.15%)。道宽线性: 从0.1V到5V (非对称) 线性好于0.5% (典型值0.2%)。从0.2V到8V (对称) 线性好于1% (典型值为0.3%)。

(3) 八小时稳定性

阈值漂移: 小于10mV (典型值2mV)。

道宽漂移: 小于10mV (典型值1mV)。

(4) 温度系数

阈值变化: 小于1.5mV/°C (典型值0.2mV/°C) (0—40°C)。

道宽变化: 小于1.5mV/°C (典型值0.1mV/°C) (0—40°C)。

(5) 双脉冲分辨时间

小于0.5μs (典型值为0.3μs)。

(6) 最高计数率

不小于1MHz (典型值为3MHz)。

(7) 输入脉冲要求: 极性正或负, 前沿不小于30ns, 宽度0.1μs到100μs。输入阻抗23kΩ (正极性)、7kΩ (负极性)。

(8) 输出脉冲为正极性, 幅度6V, 宽度0.3μs, 前沿50ns。

§ 3 幅度-数字变换

一、用于幅度分析的模数变换器及其基本性能

幅度分析是指测量信号幅度的分布,即按信号幅度大小进行分类计数。用于幅度分析的模数变换器是核电子学中的一个重要内容。

上节已经介绍,用单道脉冲幅度分析器测量能谱需要逐道改变阈值,一道一道地测量。

每次只能获取一个道宽内的脉冲数目。如果用多个单道分析器叠加在一起（相邻上下道的上道下阈和下道上阈相同，每个单道的道宽相等），并用多个计数器，则可同时获取多个道的计数，如图4.3.1所示。这就是叠加单道组成的多道分析器，或称多重甄别器组成的多道分析器。

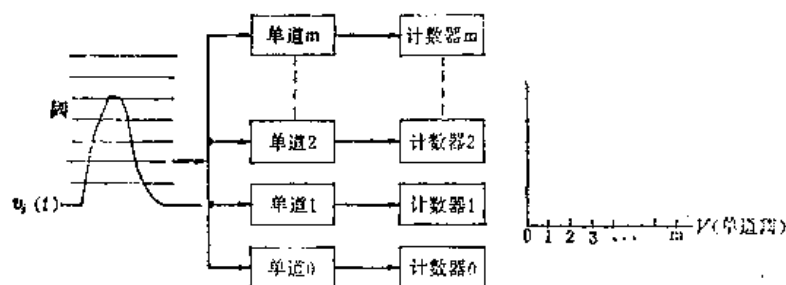


图4.3.1 叠加单道组成的多道分析器

从图4.3.1可以看到，不同幅度的输入脉冲进入不同的单道分析器，并且在相应的计数器中计数。这种方案原理简单，但是当道数很多时，设备过于庞大，而且各个单道分析器的道宽也很难一致和稳定，所以这是早期的方法。

到了50年代，人们开始采用模数变换方法和存储器技术，研制成多道脉冲幅度分析器。所谓模数变换就是将脉冲幅度变换成数字量，即按脉冲幅度大小分类编码，然后分别记入存储器相应的各个地址单元中。这样就大大提高了测量精度和效率。

图4.3.2给出了输入信号经过模数变换器后按幅度大小分类编码和存储相应计数的示意图。

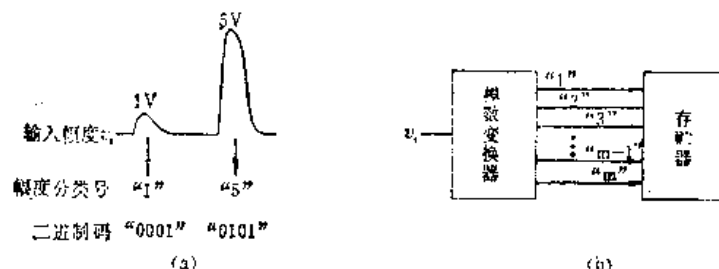


图4.3.2 幅度-数字变换示意图

(a) 脉冲幅度变成数字码

(b) 道号和道址

模数变换器按一定的幅度间隔将输入信号分类，每一类有一个与幅度大小成比例的数码（通常是二进制码）。例如，按输入信号幅度1V的间隔分类，则输入信号幅度 v_i 为1V的脉冲分类号为“1”，相应二进制码为“001”，输入信号幅度 v_i 为5V的脉冲分类号为“5”，相应二进制码为“101”。每一分类称为一道，分类号也就是道号 m 。相应于不同道号 m ，在存储器中有相应的第 m 个存储单元，或相应的地址单元。输入信号存入第 m 个存储单元后，此存储单元中的计数加1。所以 m 又称地址码或道址码。

图4.3.3 (a) 和 (b) 是模数变换器的工作过程示意图及幅度谱直方图。

在图4.3.3 (a) 中，将输入脉冲幅度分成8类，每类幅度间隔为 H ， H 称为道宽。8类就是8道， $m=8$ 。每道所编的十进制码为：0，1，2，3，4，5，6，7。对应的二进制

码为：0000，0001，0010，0011，0101，0110，0111。每个道址码就相应于一类输入幅度。

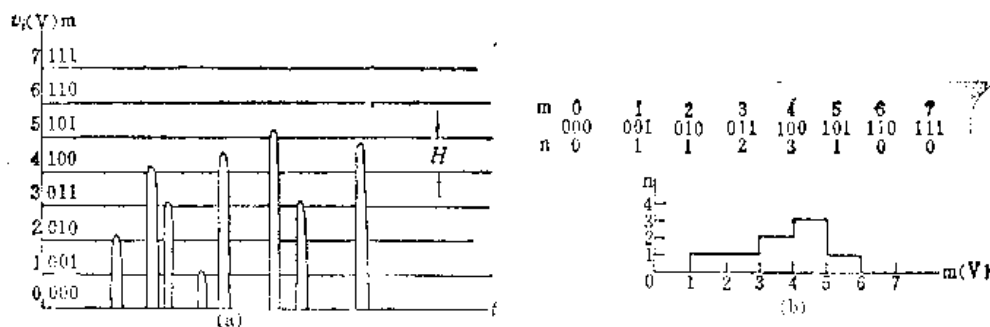


图4.3.3 模数变换器的工作过程 (a) 和幅度谱直方图 (b)

一个幅度为 A 的输入信号，经过模数变换后得到与 A 成比例的道址码 m ：

$$m = \frac{A}{H}$$

第1个信号的幅度属于第2道，应存入第2个存贮单元；第2个信号的幅度属于第4道，应存入第4个存贮单元；……。如果将各个存贮单元的计数 n 顺序地排列起来，得到 n 和 m 的关系，即幅度谱直方图，如图4.3.3 (b) 所示。

由此可见，模数变换是一种量化处理，即把连续的模拟量（幅度）变换成离散的数字量（道址码或地址码 m ）。所以模数变换是用一系列等间隔的量化电平将幅度分成为多少类。一个量化级数相应于模数变换器的一个道。每个量化电平都是道边界。相邻的两个量化电平组成一道。相邻两个量化电平间的差值称为模数变换器的单个道宽 h ，所有单个道宽的平均值称为模数变换器的道宽 H 。道宽越小则幅度分类越细，模数变换器的精度也就越高。量化电平数用 L 来表示，最大量化电平数为 L_{max} 。最低量化电平称为零点。所以最大量化电平数 L_{max} 就是模数变换器的道数。

模数变换器的精度还常用变换系数（又称变换增益）来表示。变换系数 P 可定义为每单位幅度可变换成多少道数。显然，变换系数与道宽是倒数关系。通常道宽 H 的单位是毫伏，而变换系数的单位是 [道/伏]。所以：

$$P \left[\frac{\text{道}}{\text{伏}} \right] = \frac{10^3}{H} \left[\frac{\text{毫伏}}{\text{道}} \right] \quad (4.3.1)$$

模数变换器的道宽 H （或 P ）和量化电平数 L 通常都可以调节以适应不同的需要。

模数变换器的精度另一种表示方法是分辨率。分辨率表示模数变换器相应于能分辨的最小模拟量变化值的数字值。所以分辨率 R 等于最大量化电平数 L_{max} 或最大变换道数的倒数：

$$R = \frac{1}{L_{max}} \quad (4.3.2)$$

例如，一个最大量化电平数为8192的模数变换器，其分辨率 R 为 $1/8192$ 。近年来，由于集成化的模数变换器逐渐增多，所以用分辨率来表示模数变换器精度也逐渐增多。

通常所说的“8192ADC”，“8192”就是指变换的最大道数，或最大量化电平数。对于集成化的模数变换器，数字常用二进制表示，所以往往用二进制的位数来表示ADC。如上述的“8192ADC”，8192相当于 2^{13} ，所以可称为十三位ADC。4096ADC则称为十二位ADC等等。

模数变换器可分析的最大信号幅度 $A_{m \cdot x}$ ，由道宽 H 和量化电平数 L 决定：

$$A_{m \cdot x} = HL \quad (4.3.3)$$

或用变换增益 P 表示：

$$A_{m \cdot x} = \frac{L}{P} \quad (4.3.4)$$

一般情况下，模数变换器可分析的最大信号幅度（电压脉冲）不超过10V。所以若道宽小则模数变换器的道数就大，即：

$$L_{m \cdot x} = \frac{A_{m \cdot x}}{H_{min}} \quad (4.3.5)$$

(4.3.5) 式中 H_{min} 为最小道宽值。

模数变换器的输入信号幅度 A 和道数 m 之间的关系称为模数变换器的幅度响应，即 $m = f(A)$ 。这个关系如图4.3.4中所示。

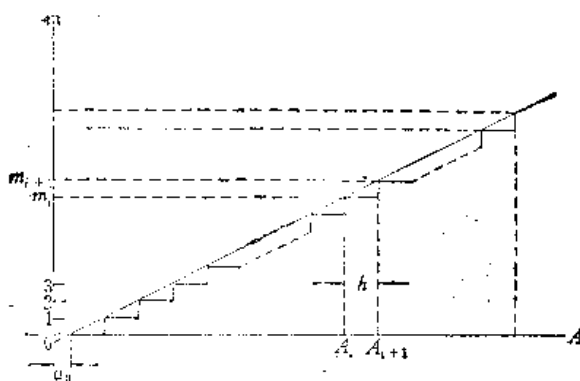


图4.3.4 模数变换器的幅度响应

从图4.3.4可以看到，曲线 $f(A)$ 的每一阶梯对应的幅度间隔 $(A_{i+1} - A_i)$ 就是模数变换器的单个道宽 h_i 。阶梯的斜率为变换系数 P_i 。理想情况下，单个道宽 h_i 等于平均道宽 H ，单个变换系数 P_i 等于平均变换系数 P 。斜率线和横轴（输入幅度）的交点为 a_0 ，即模数变换器的零点。所以斜率包迹线可表示为：

$$m = P(A - a_0) \quad (4.3.6)$$

其中 m 取整数。(4.3.6)式就是图4.3.4中模数变换器的幅度响应。

实际模数变换器的幅度响应不是理想的，斜率包迹线不是直线，所以 m 和 A 之间的关系不是线性关系。这种非线性误差称为积分非线性。另外，实际模数变换器的各个单个道宽 h_i 并不相等。所以模数变换器的平均道宽 H 和单个道宽 h_i 存在偏差，这种非线性偏差称为微分非线性。

上面所述的模拟信号不仅指脉冲幅度，还有时间间隔等也是模拟信号。但是习惯上模数变换通常指幅度-数字变换，简称为ADC（其他模拟量变换则指明模拟量，如时间-数字变换）。

模数变换器已广泛用于电子学的各个领域，它是联接模拟信号处理系统和数字信号处理系统的关键环节。在核电子学测量系统中，核辐射探测器的输出信号在经过各种模拟处理后，也要通过模数变换将模拟量变换成数字量，再由数字系统（多道分析器的主机、计算机

等)进行分析和处理。需要注意的是,核电子学中测量随机脉冲幅度分布的模数变换器,不同于一般商品生产的模数变换器集成电路。其主要特点是对快速随机脉冲幅度进行模数变换,要求保持脉冲峰值而不是对慢变化进行采样保持。它要求有好的微分非线性,一般不超过最低位的 $\pm 1/100$ 位,而不是象一般模数变换器只要求精确到最低位的 $\pm 1/2$ 位或 $\pm 1/4$ 位。因此幅度分析用的模数变换器有较高的技术要求,可称之为谱仪模数变换器。一般模数变换器要作成谱仪模数变换器时需要附加一些电路以改善其性能。

二、线性门和模拟展宽器

在幅度分析用模数变换器中,线性门和模拟展宽器都是不可缺少的组成单元。

1. 线性门

线性门的功能在上一章已经介绍。它是传输脉冲模拟量的门电路,信号是否能够通过是由门控信号来决定的。但是它又不同于逻辑门电路,因为在开门时要求信号能无畸变地(或线性地)通过。线性门在核电子学中有不少应用,因为核脉冲信号是随机分布的,在许多情况下,要求对被分析的脉冲进行选择,使信号在指定时间通过门电路,按实验测量要求,对信号进行筛选或取样。

一个理想的线性门工作原理如图4.3.5 (a) 所示。

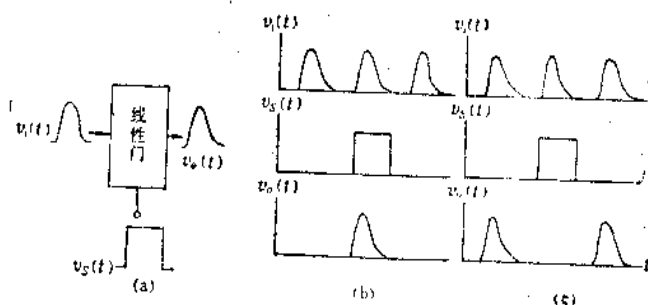


图4.3.5 线性门工作原理

(a) 线性门工作示意图 (b) 常闭线性门工作波形 (c) 常开线性门工作波形

线性门可分为常闭线性门和常开线性门。常闭线性门在静态时门关闭,只有在开门信号 $v_s(t)$ 作用下门才打开。它的传输函数为:

$$H(S) = \begin{cases} 1 & \text{有 } v_s(t) \text{ 时} \\ 0 & \text{无 } v_s(t) \text{ 时} \end{cases}$$

工作波形如图4.3.5 (b) 所示。

常开线性门的工作和常闭线性门的相反,静态时为开门状态,允许信号通过,仅在关门信号 $v_s(t)$ 作用时门才关闭。它的传输函数 $H(S)$ 为:

$$H(S) = \begin{cases} 0 & \text{有关门信号 } v_s(t) \text{ 时} \\ 1 & \text{无关门信号 } v_s(t) \text{ 时} \end{cases}$$

图4.3.5(c)给出常开线性门的工作波形。

线性门电路有串联线性门和并联线性门,还有串并联混合线性门等几种基本形式。在图4.3.6中给出了串联线性门和并联线性门的原理结构图。

图4.3.6中的(a)是串联线性门,它由模拟开关S和电路串联组成。模拟开关S由门控信号 $v_s(t)$ 控制。当S断开时,线性门关闭,S闭合时,线性门打开。

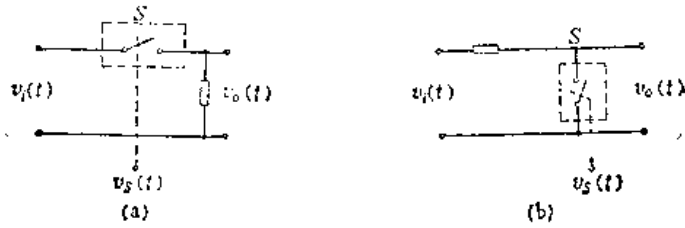


图4.3.6 串联线性门结构(a)和并联线性门结构(b)

图4.3.6中的(b)是并联线性门,它由模拟开关S和电路并联组成。它受门控信号 $v_s(t)$ 控制,当S闭合时,线性门关闭,S断开时,线性门打开。

在实际电路中可以用二极管、三极管、场效应管等有源元件作为模拟开关。显然,这些元件都不是理想的开关。有源元件处于导通状态相当于开关闭合,其导通电阻 R_{on} 很小,但不等于零。有源元件的截止状态相当于断开开关,此时截止电阻 R_{off} 很大,但不是无穷大。此外,构成开关的每个元件必然有寄生电容、极间电容存在,都对信号传输带来影响。这些使得实际使用的线性门存在各种各样的不足之处,因此就要讨论线性门的特性,给出衡量线性门优劣的性能指标。

线性门的性能指标通常有以下几方面:

(1) 开门特性

线性门开门时要使信号以最小畸变通过,它类似于对谱仪放大器的要求,如线性、稳定性和瞬态特性都要好。

由于有源元件的内阻(例如二极管的内阻)具有非线性,线性门的传输系数不是常数,而是随信号幅度大小而产生变化,这就是线性门的非线性。在电路设计中要尽量减小这种非线性。

(2) 关门特性

线性门关门时,要求输出端对任何输入信号均无信号输出,但实际上却存在台阶、漏信号。

1) 台阶 在没有输入信号条件下,线性门在开和关两种状态时输出端静态电平不一样,在门信号 $v_s(t)$ 的作用下,输出端也会出现相应的矩形信号。这种开门和关门时输出端静态电平之差值称为线性门的台阶,如图4.3.7所示,通常要求台阶小而且稳定。

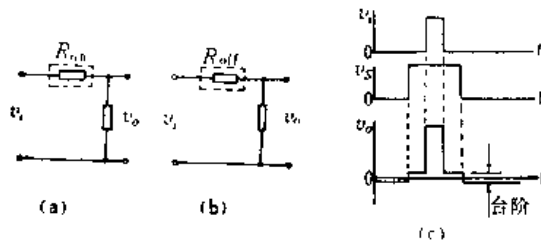


图4.3.7 线性门的台阶
(a) 开状态 (b) 关状态 (c) 台阶的定义

从图4.3.7可以看到,线性门的台阶是由于元件的 R_{on} 和 R_{off} 产生的。

2) 漏信号 在关门状态时, 由于存在分布电容、极间电容以及器件的漏电流等因素, 使得输入端到输出端之间的阻抗不是无限大, 输入信号总会有一些要漏到输出端去, 这就称为漏信号, 其波形如图4.3.8(a)所示。一般要求线性门的漏信号不大于输入信号幅度的 10^{-3} 到 10^{-4} 。

(3) 开关的过渡特性

1) 开关干扰 (瞬变)

在无输入信号的情况下, 由于门控信号 $v_s(t)$ 的作用, 线性门在开和关的瞬间在输出端产生的瞬变干扰信号。开关干扰如图4.3.8中的(b)所示。一般线性门的开关干扰脉冲较窄, 但大小约为几毫伏到几十毫伏。

2) 开关速度 线性门在门控信号 $v_s(t)$ 作用下, 无论从关门状态到开门状态, 或从开门状态到关门状态都有一定的过渡过程。通常用开门时间 (t_{on}) 和关门时间 (t_{off}) 表示开关速度的快慢。 t_{on} 和 t_{off} 如图4.3.9所示。

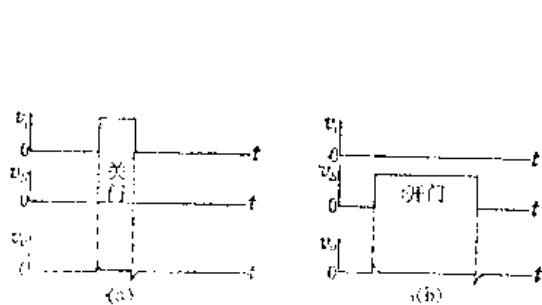


图4.3.8 线性门的漏信号(a) 和开关干扰(b)

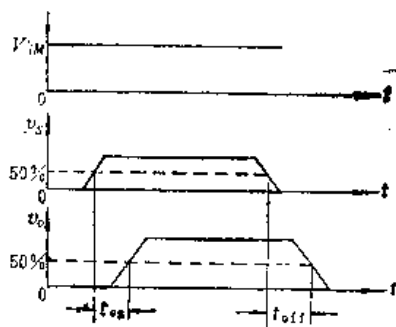


图4.3.9 线性门开门时间和关门时间

在图4.3.9中, 在输入端加上等于动态范围的直流电平, 由门控信号 $v_s(t)$ 开门时上升

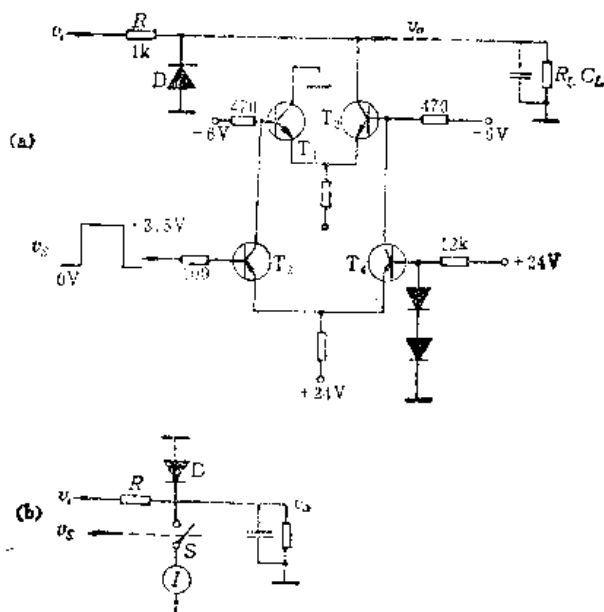


图4.3.10 线性门电路实例
(a) 电路图 (b) 电路原理图

到50%时刻到输出信号 $v_o(t)$ 上升到50%时刻之间的时间间隔称为开门时间 t_{on} 。同样，由 v_o 关门时下降到50%时刻到 v_o 下降50%时之间的时间间隔 t_{off} 称为关门时间。

线性门特性还有动态范围、输入阻抗、零点、零点稳定性、传输系数稳定性、波形畸变、基线偏移、基线涨落等。

下面介绍一个线性门实例。

图4.3.10(a) 是模数变换器中的一个线性门电路，它由电阻 R 、二极管 D 及电流开关 T_1 — T_4 组成，因此可简称为RDS线性门。

它的等效电路如图4.3.10(b) 所示，可以看出，它是一个并联型常开线性门。开门时，开关 S 断开，当有正脉冲信号输入时，二极管 D 截止，从输入端到输出端的导通电阻为 R 。它不能用来传输负脉冲信号，因为负脉冲信号使二极管导通，相当输出短路。在关门时，开关 S 合上，电流 I 流过二极管 D ，输出端被钳位在零电位附近，所以信号不能通过。

实际电路中是由 T_1 、 T_2 组成电流开关起到开关 S 和 I 的作用。当 T_2 基极电位低于 T_1 基极电位时， T_2 管截止， T_1 管导通，相当于开关 S 断开，线性门处于开门状态。反之，当 T_2 基极电位高于 T_1 基极电位时， T_2 管导通， T_1 管截止，相当开关 S 合上，线性门处于关门状态，控制线性门的开关信号可以送到基极。在图4.3.10(a) 中由 T_3 、 T_4 把 T_1 、 T_2 所需要的控制电平转换成TTL标准电平，以便由TTL逻辑电路系统来控制线性门的开关。图4.3.10(a) 的电路在静态时为开门状态，在具有TTL电平的门控信号 v_s 作用下， T_3 截止， T_4 导通，则 T_1 截止， T_2 导通，转为关门状态。

上述线性门的输入信号动态范围为 0 V 到 +20 V。传输系数 $K = R_L / (R + R_L)$ ，当 $R_L \gg R$ 时， K 近似于 1，线性和稳定性好。零点值由 $-I_L R$ 决定，大约为 0.5 mV 左右 (I_L 约为 0.5 μ A)，零点稳定性为 0.1%。线性门的输出阻抗为 R ，输入阻抗由 $(R + R_L / C_L)$ 决定。输出信号的上升时间由电阻 R 和负载电容 C_L 决定，约为几十纳秒。开关速度由各三极管的速度和 RC_L 等决定。这个线性门的台阶约为几百毫伏。

还可以用CMOS集成电路模拟开关作为线性门。CMOS集成电路模拟开关具有几十欧姆的导通电阻和几百纳秒的开关速度，成本低，功耗小，内部装有将开关信号从TTL电平转换到CMOS电平的接口，使用方便。如果用ECL集成电路模拟开关则可以使速度提高到几十纳秒。

2. 模拟展宽器

模拟展宽器用于把脉冲信号的峰顶展宽，所以又称为峰值保持器。

在能谱测量时，所测的是脉冲的峰顶幅度，但是探测器输出信号经放大成形后的脉冲信号其峰顶宽度是比较窄的，甚至是尖顶的，不能满足多道脉冲幅度分析器和其它仪器的要求。这时必须由模拟展宽器将脉冲展宽，使脉冲的峰值保持一段时间，再送入后续电路，或者过一段时间再取出使用。

模拟展宽器的基本工作原理是利用二极管的单向导电性和电容器的存贮作用，工作原理如图4.3.11所示。

在图4.3.11中由一个二极管 D 和一个存贮电容 C_H 构成最简单的峰值展宽电路。输入信号 v_i 通过二极管 D 向存贮电容 C_H 充电，充到 v_i 的最大幅度值 V_{im} 。充电时间常数为 $(R_i + r_D) C_H$ 。 R_i 为信号源的内阻， r_D 为二极管 D 的正向电阻。理想情况时， C_H 上保持 V_{im} 不变，如图 中虚线所示。但是，实际二极管的反向电阻 r_R 不是无穷大，下一级存在一定的负载电阻，以

及存储电容 C_H 也存在漏电，所以存储电容上的电位 V_C 从 V_{iM} 缓慢地下降，如图中实线所示。

实际模拟展宽器电路只在脉冲峰顶被存储电容 C_H 上展宽到一定宽度后（或保持一定时间间隔后），就开始放电。存储电容上 V_C 的放电形式通常有三种： RC 指数放电，恒流线性放电，延迟开关放电，分别如图4.3.12的(a)、(b)、(c)所示。

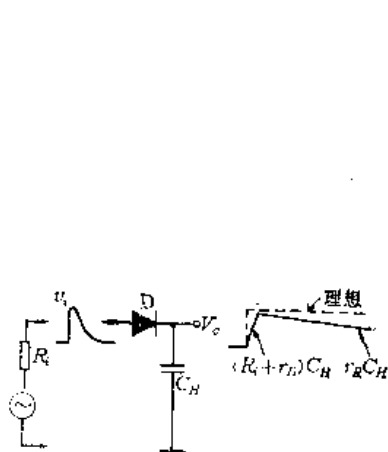


图4.3.11 模拟展宽器基本工作原理

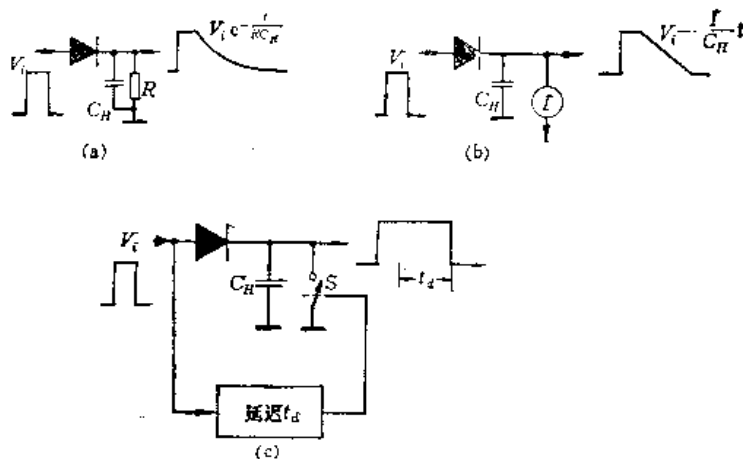


图4.3.12 存储电容 C_H 放电形式

(a) RC 指数放电 (b) 恒流线性放电
(c) 延迟开关放电

图4.3.12中的(a)为 RC 指数放电形式，它的放电速度由时间常数 RC_H 决定。图4.3.12中的(b)为恒流线性放电形式，线性放电速度由恒定电流 I 和电容 C_H 决定。在图4.3.12(c)延迟开关放电形式中，延迟一段时间 t_d 才开始放电，保持电容 C_H 上的电位可以保持一段时间。如果把图4.3.12中的(b)和(c)电路组合在一起，则可得到延迟线性放电的形式。

二极管存在非线性，其正向电阻 r_D 是流过该管电流的函数。在输入幅度不同条件下， r_D 是一变量，在小幅度范围时变化更大。输入幅度小， r_D 大，充电速度慢。为了加快充电速度，减小 r_D 的非线性，可以用运算放大器使 r_D 减小为 $r_D/(1+A)$ ，如图4.3.13所示，其中 A 为快速运算放大器的开环放大倍数。这种结构称为有源二极管结构模拟展宽器。

用于模数变换的一个实际模拟展宽器如图4.3.14所示。

由图4.2.14(a)可见，它是一个有源二极管 D - C_H 模拟展宽器。 A 为快速运算放大器， S 为复原开关， I 为恒流源。设 $v_i(t)$ 为输入信号，其幅度峰值为 V_{iM} ， $v_s(t)$ 为控制快放电信号。

静态时 S 断开。当正信号 $v_i(t)$ 输入时， $v_i(t)$ 随之升高，二极管 D_1 截止， $v_i(t)$ 给保持电容 C_H 充电。在 A 的频带足够宽，开环增益足够大时， C_H 上电压 $v_{CH}(t)$ 可迅速上升到信号 $v_i(t)$ 的峰值 V_{iM} 。但是当信号 $v_i(t)$ 在到达最大值 V_{iM} 后(t_M)下降时，由于二极管 D 的单向导电性， C_H 不能经过 D 放电。 $v_{CH}(t)$ 保持在峰值电平，所以 D 截止，这时负反馈被断开， $v_i(t)$ 以 A 倍速度从峰值陡然下降，使 D_1 导通。 $v_p(t)$ 下降到某一负值，

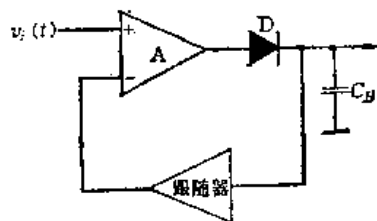


图4.3.13 有源二极管结构模拟展宽器

其大小与运算放大器工作状态和下级负载有关。

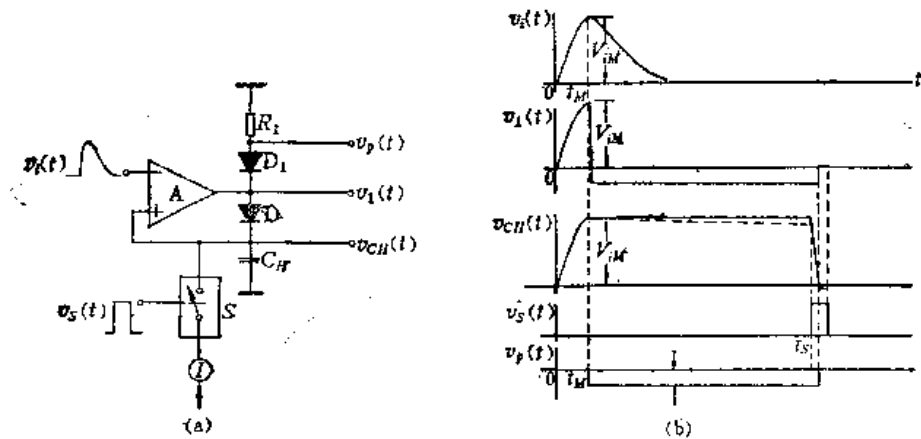


图4.3.14 实际模拟展宽器
(a) 原理方框图 (b) 工作波形

在复原开关S闭合前, $v_o(t)$ 、 $v_i(t)$ 保持不变。当控制快放电脉冲 $v_s(t)$ 到来时 (t_s 时), C_H 上电位经S由电流 I 放电, 一直到与同相输入端电平相等时, A 输出为零, 电路复原, 工作波形如图4.3.14中的(b)所示。

电容 C_H 上的电压 $v_{CH}(t)$ 可以保持信号幅度峰值信息。保持时间大小可由控制快放电信号 $v_s(t)$ 的 t_s 对输入信号延迟决定。电阻 R_1 上的输出电压信号 $v_p(t)$, 其前沿 (t_M) 标志着输入信号 $v_i(t)$ 到达峰值的时刻, 因此常用来作为峰值检测信号, 检测信号峰值的位置。信号 $v_p(t)$ 的后沿则标志着信号放电完毕的时刻。这些时间信息在幅度分析的模数变换器中是很有用的。

模拟展宽器用于保持信号的峰值, 所以要求它具有线性电路的特性, 例如输入信号幅度范围、线性、稳定性等。另外, 模拟展宽器还有它的一些特有的指标要求, 例如下垂速率、转换速率等。

下垂速率是指由于二极管D有反向电流, 开关S有漏电流, 运算放大器有一定输入电流等因素的存在, 保持电容上的电压信号 $v_{CH}(t)$ 不能完全保持平顶不变, 而要缓慢下降, 如图4.3.14(b)所示。这个下降速度就称为下垂速率, 用每毫秒多少微伏来表示, 或用下垂电流 (每毫秒多少微安) 表示。

转换速率是指输入阶跃脉冲时, 保持电容 C_H 上电压信号的上升的速率, 用每微秒多少伏来表示。它决定于运算放大器的转换速率。因为 C_H 上电压不能突变, 运算放大器在输入阶跃脉冲作用下立即进入非线性工作状态, 以运算放大器最大输出电流对 C_H 充电。

三、线性放电型模数变换

用于幅度分析的模数变换器, 一般有两种类型, 即线性放电型和逐次比较型。下面先介绍线性放电型模数变换。

1. 线性放电型模数变换器原理

线性放电型模数变换器 (即 Wilkinson 型模数变换器) 早在50年代初期已经用于核电子

学。由于其电路简单、道宽一致性好和便于生产，国内外产品大多数仍然是线性放电型模数变换器。它的工作原理是基于脉冲幅度与时间的线性变换。首先，把脉冲幅度 V 变换成时间间隔 Δt （即 $V-\Delta t$ 变换），然后把时间间隔 Δt 变换成数字 m ，即 $\Delta t-m$ 变换。这两个变换步骤如图4.3.15中的(a)所示。

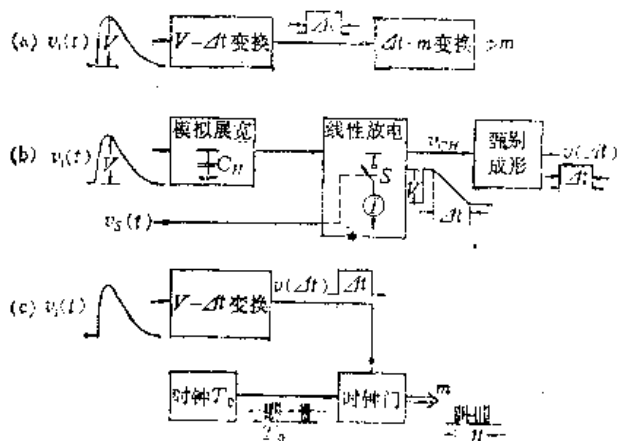


图4.3.15 线性放电型模数变换工作原理

- (a) 两个变换步骤 (c) $\Delta t-m$ 变换原理
(b) $V-\Delta t$ 变换原理

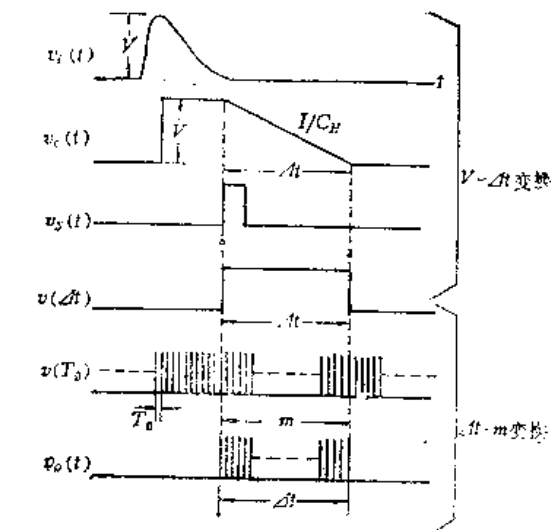


图4.3.16 线性放电型模数变换工作波形

时间间隔 Δt 正比于输入脉冲幅度 V ，数字 m 正比于时间间隔 Δt ，则数字 m 正比于输入脉冲幅度 V ，由此完成 $V-m$ 变换。

实现 $V-\Delta t$ 变换的基本工作原理如图4.3.15(b)所示。输入信号使模拟展宽器的保持电容 C_H 充电到等于信号的幅度 V ，并得到峰值展宽后的信号。 C_H 连接到一个由恒流源 I 和控制开关 S 组成的线性放电电路上。在某一时刻 t_0 ，信号 $v_s(t)$ 使 S 接通，保持电容 C_H 上电荷开始恒流放电，放电速度为 I/C_H 。到 t_1 时刻，放电结束。全部放电时间 Δt 可以用下式求得：

$$\Delta t = \frac{C_H V}{I} \quad (4.3.7)$$

利用甄别成形电路设法检出放电起始时刻 t_0 和放电结束时刻 t_1 ，并成形宽度为 Δt 的输出脉冲 $v(\Delta t)$ 。 Δt 大小正比于输入信号脉冲幅度 V ，由此完成 $V-\Delta t$ 变换。

在图4.3.15(c)中，给出了 $\Delta t-m$ 变换原理示意图。由 $v(\Delta t)$ 脉冲打开时钟门，让周期为 T_0 的时钟脉冲通过，这时门电路输出的就是对应 Δt 时间间隔中的 m 个时钟脉冲。时钟脉冲数 m 就是地址码，为：

$$m = \frac{\Delta t}{T_0} = \frac{C_H V}{I T_0} \quad (4.3.8)$$

上式中 m 取整数，

(4.3.8)式中 C_H 、 I 、 T_0 皆为常数，所以数字 m 和输入信号幅度 V 成正比，由此实现幅度-数字的变换。

线性放电型模数变换原理的工作波形如图4.3.16所示。

由(4.3.8)式可求得道宽或变换系数为：

$$H = \frac{\Delta V}{\Delta m} = \frac{IT_0}{C_H} \quad (4.3.9)$$

$$\text{或 } P = \frac{1}{H} = \frac{C_H}{IT_0} \quad (4.3.10)$$

可见, 线性放电型模数变换器的道宽或变换系数由时钟周期 T_0 、恒流源电流 I 及保持电容 C_H 决定。例如, 时钟频率为100MHz, 即 T_0 为10ns, C_H 为100pF, I 为40 μ A。则可求得每道道宽为1mV, 变换系数为每伏1000道。因此若输入脉冲幅度为8192mV, 则变换总道数为8192道。

2. 线性放电型模数变换器的结构和实例

(1) 线性放电型模数变换器的一般结构

图4.3.17是线性放电型模数变换器的一般结构示意图。一个实际线性放电型模数变换器除了包括前面图4.3.15中所示的模拟展宽器、线性放电电路、时钟、时钟门、甄别成形这些基本电路外, 还要有其他各种逻辑控制和参数调节辅助电路。

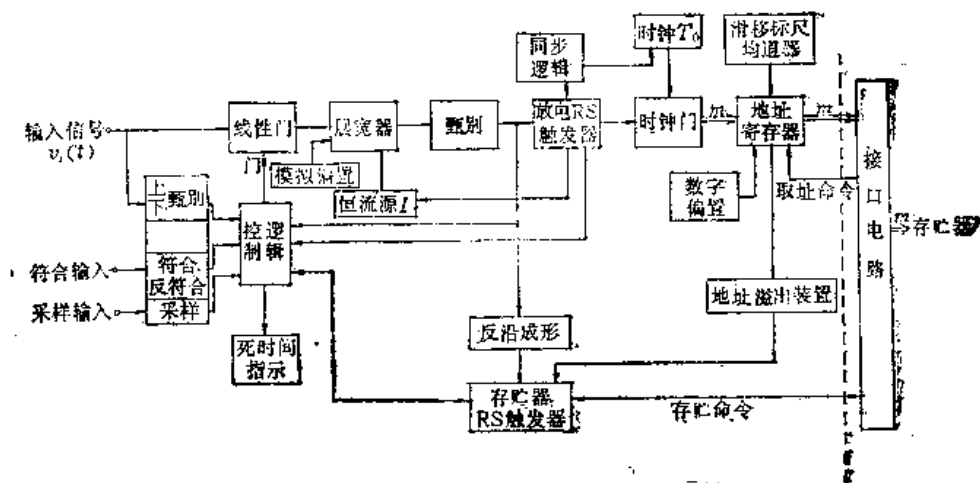


图4.3.17 线性放电型模数变换器结构示意图

图中虚线右边部分表示模数变换器经过接口电路加到多道脉冲幅度分析器主机或计算机部分。下面介绍实际模数变换器的一些控制逻辑功能和辅助电路的作用。

1) 线性门 在模数变换器中, 线性门用于控制输入信号是否需要通过, 即用线性门实现对输入信号的所谓“占用封锁”。在一个信号输入达到峰值以后, 线性门就关闭以便让模数变换器对输入信号进行变换并且把变换结果在存储器中存贮起来。在上述变换期间和存贮期间, 线性门一直关闭, 以便阻止随后的信号输入, 避免在变换或存贮过程中产生干扰而出错。在一个输入信号变换和存贮完毕后, 再由控制逻辑重新打开线性门。

2) 控制逻辑 控制逻辑要完成模数变换器的一系列逻辑动作。主要控制逻辑有以下几方面:

① 幅度分析范围选择逻辑 幅度范围选择由上、下甄别器等电路完成。只有输入信号幅度处在下甄别阈电平和上甄别阈电平之间的信号才进行变换。小于下甄别阈电平和大于上甄别阈电平的信号不进行变换。所以这种选择逻辑可以避免不需要的信号占用变换时间, 减少计数损失。

② 符合、反符合选择逻辑 使用符合选择时, 输入信号只有与符合端信号在时间上相

符合时,才进行变换,否则,就不进行变换。

使用反符合选择,与上述情况相反,输入信号与反符合端信号在时间上不相符合时,才进行变换,反符合端有信号时的输入信号都不进行变换。

在一般没有符合或反符合关系时的幅度分析应用中,通常选用反符合工作方式。因为,此时反符合端没有信号,所有输入信号都允许通过进行变换。

③ 采样选择逻辑 采样选择用于测量直流信号或慢变信号的幅度分布曲线。此时,线性门为常闭方式,采样信号从采样端输入,只有采样信号输入时,线性门才打开,没有采样信号时线性门关闭。

以上三种控制逻辑都属于输入信号选择逻辑,即只有输入信号符合一定的条件时,控制逻辑才让输入信号进行变换。

④ 初始化逻辑 模数变换器接通电源开关时,产生一个初始化逻辑信号,使其各个部分,如模拟展宽器、控制、转贮等都处于初始化状态,以准备接收新的输入信号。

⑤ 延迟峰探测逻辑 当输入信号的宽度很宽时,线性门的关闭时间可能太早,从而使输入信号的峰探测出现误差。为此,使用延迟峰探测逻辑可以使输入脉冲宽度大至上百微秒而不至于影响输入脉冲峰的探测。

⑥ 转贮逻辑 转贮逻辑可使模数变换器的变换结果在符合一定条件时允许存贮,否则禁止存贮。

3) 偏置电路 偏置电路又称零道阈调节电路。所谓零道阈是指模数变换器第零道所对应的输入信号幅度。这时第零道不是从零伏起始,而是从输入幅度某一数值算起,零道阈的值实际上是切除脉冲底部的电压幅度值,所以就是“偏置”。

偏置可以分为模拟偏置和数字偏置两种。模拟偏置是从模拟展宽器输出中减去一定幅度。所以,线性放电的幅度就是输入信号最大幅度和偏置值之间的幅度差。数字偏置是把变换后的数字减去一定数字值。

4) 地址寄存器和存贮控制电路 地址寄存器用于暂时寄存模数变换器变换后的地址码。通常地址寄存器的容量大于或等于模数变换器的道数。例如,对于8192道模数变换器,地址寄存器为二进制数字13位。

由存贮RS触发器给存贮器发出存贮命令,若存贮器允许存贮,则发回取址信号。地址寄存器就把地址码送到存贮器中去。

5) 地址溢出装置(量程) 地址寄存器的容量相应模数变换器的量程。当输入信号幅度超过模数变换器量程范围时,地址寄存器发出地址溢出信号。地址溢出信号禁止相应输入信号的变换结果输出到存贮器去。

6) 同步逻辑 同步逻辑的作用是使线性放电起点与时钟起点同步。线性放电起点和时钟周期脉冲在时间上不存在任何关联,因此线性放电起点可以在一个时钟周期的任何一点上,从而产生一个时钟周期的误差。同步逻辑使放电起点恰恰在时钟脉冲某一固定相位开始,实现放电起点的定相,以减少一个时钟周期的误差。

7) 滑移标尺均道器 这是为了减少数字(逻辑)干扰对道宽均匀性影响所采用的电路。

8) 死时间指示 它给出模数变换器工作所占用的时间,即线性门关闭时间。

以上仅对模数变换器的一般结构作了介绍,实际的模数变换器由于使用要求不同和性能

不同，差别很大。因此在结构上不完全和上述的一致，有的简单些，有的更复杂一些。

(2) 线性放电型模数变换器实例

图4.3.18给出一个8192道线性放电型模数变换器实例的简化方框图。它的主要技术指标为：

幅度分析范围：50mV—8242mV；

道宽 (mV)：1、2、4、8、16、32、64；

时钟频率：100MHz；

积分非线性： $\leq \pm 0.01\%$ ；

微分非线性： $\leq 0.2\%$ ；

零点温度系数： $\leq 50\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ ；

变换增益温度系数： $\leq 0.003\%/^\circ\text{C}$ ；

道数 (分辨率)：8192。

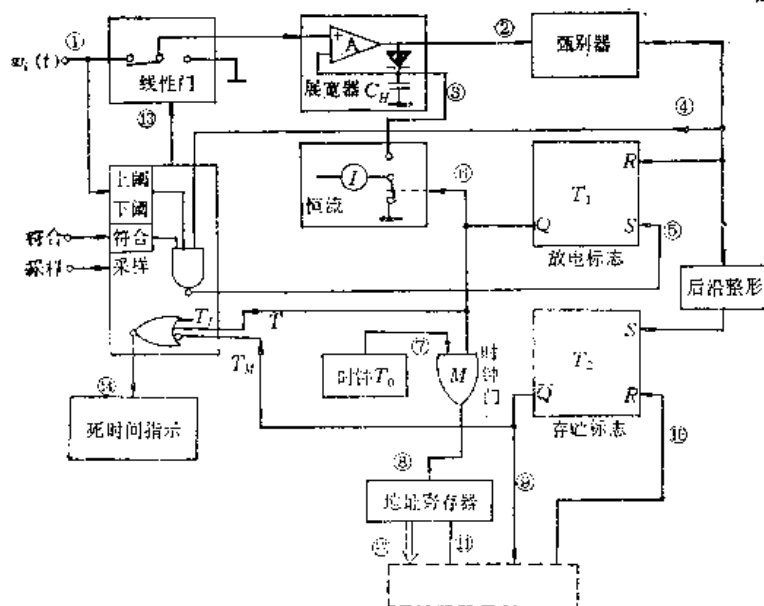


图4.3.18 线性放电型模数变换器的简化方框图

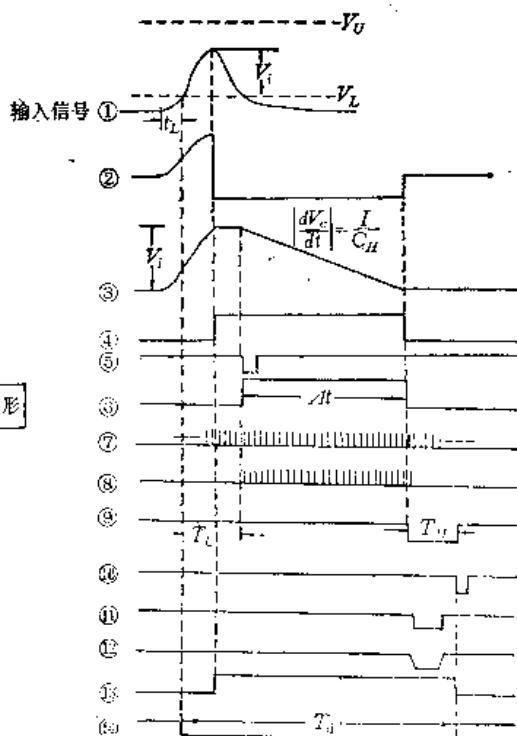


图4.3.19 模数变换器工作波形

在图4.3.18中，线性门、模拟展宽器、恒流源开关、甄别器、时钟、时钟门、地址寄存器、控制器、死时间指示电表各单元的作用已于前面介绍。控制器中 V_U 和 V_L 为上、下甄别器的甄别阈。 T_1 为放电标志触发器， T_2 为存贮标志触发器。各点工作波形如图4.3.19所示。

①为输入信号，②为模拟展宽器输出信号，③为保持电容 C_H 上的信号波形，④为充放电标志，⑤为启动变换信号，⑥为放电标志，⑦为时钟脉冲，⑧为地址脉冲，⑨为存贮命令，⑩为回答信号，⑪为地址码信号，⑫为输出的地址码信号，⑬为关线性门信号，⑭为死时间 T_d 。

输入信号①通过线性门进入展宽器，对保持电容 C_H 充电③。在信号幅度到达峰值后，展宽器输出信号②，通过甄别器成形，输出信号④的前沿给出充电完毕的标志，可以开始进

行变换。此时, 控制器给出关门信号⑬, 关闭线性门, 以免以后的输入信号干扰变换过程。

输入信号①同时加到控制器。控制器先对输入信号进行幅度分析范围的选择, 由上甄别器和下甄别器组成单道分析逻辑。如果信号幅度在指定上、下阈之间, 则启动变换, 否则不启动变换, 即予以剔除。输入信号也可以预先进行符合选择、反符合选择或采样选择。

在满足上述选择条件后, 控制器给出启动变换信号⑤, 使放电标志触发器 T_1 置“1”, 产生线性放电标志信号⑥, 让展宽器上保持电容 C_H 和恒流源接通, 以恒流 I 线性放电。

当保持电容 C_H 上电位放电到零伏时, 展宽器复原。展宽器输出信号②的后沿经甄别器 D 成形为信号④的后沿, 标志放电完毕, 此后才停止变换和发送地址码。所以信号④称为充放电标志, 它的前沿标志充电完毕, 它的后沿标志放电完毕。

充放标志信号④的后沿使放电标志触发器 T_1 复位。放电标志信号⑥的宽度就是放电时间间隔 Δt 。 Δt 正比于输入信号幅度 V 。至此, 完成幅度-时间变换过程。

信号⑥在 Δt 时间间隔中打开时钟门 M , 则时钟送出地址脉冲⑧。地址脉冲的数目由 $m = \Delta t/T$ 决定。这就完成了时间-数字变换过程。

地址脉冲⑧进入地址寄存器以后, 得到二进制的地址码。地址码经接口电路并行送到多道脉冲幅度分析器主机或电子计算机的存储器中去。

为了使地址码 m 存贮在相应的存贮单元中, 还应在每次变换后发出存贮命令, 以使存贮器对应 m 地址的内容加 1。所以在每次变换结束时, 信号④后沿使存贮标志触发器 T_2 置“1”, 给出存贮命令⑨。存贮系统接到存贮命令后, 在存贮器允许模数变换器使用时, 发出取址命令⑩给模数变换器。模数变换器中的地址码就传到存贮系统。存贮系统存贮完毕, 给出回答信号⑪给模数变换器, 使 T_2 复位。至此, 完成一个输入信号的变换和存贮过程。模数变换器又可以输入下一个新的信号。

从输入信号①触发下阈 V_L 到回答信号⑪产生, 这段时间称为死时间 T_d , 从图可见:

$$T_d = T_L + \Delta t + T_M \quad (4.3.11)$$

其中 T_L 为控制器完成各种逻辑动作所需的时间, 通常约为数微秒; Δt 为线性放电时间, $\Delta t = mT$; T_M 为存贮器存贮时间, 通常为数微秒。(4.3.11) 式也可表为:

$$T_d = T_L + mT + T_M \quad (4.3.12)$$

在图 4.3.18 左下方有一个百分死时间指示电表, 它给出死时间相对于实际测量时间的百分比, 指示信号⑪的平均值。由此可以大致校正死时间引起的计数损失。有的模数变换器将死时间做成固定的, 不随信号幅度变化, 即取 (4.3.12) 式中的 m 为 $L_{\max}$ (最大道数) 或稍大。

3. 模数变换器的参数调节和辅助电路

模数变换器设有各种辅助电路以便扩大使用功能和完成各种参数的调节。它们包括输入电路及工作方式选择、道宽调节、上下阈调节、分析范围和溢出地址调节、偏置调节和死时间校正等。

(1) 输入电路及工作方式选择

一般模数变换器的输入方式有三种: 交流耦合、直流耦合和基线恢复器。

交流耦合方式, 输入端有 CR 隔直电路, 可以阻止前一级输出端直流电平加到模数变换器的输入端, 以免影响模数变换器的零点电平。但是对于单极性成形脉冲, 在高计数率输入时交流耦合会产生较大的基线偏移。例如, 当输入计数率从每秒 1 k 计数增加到每秒 20 k 计

数, 由基线偏移引起的峰位变化约为0.2%。所以交流耦合输入方式只能用在单极成形的低计数率情况。而对于双极成形脉冲, 由于产生基线偏移和涨落都较小, 则可用于高计数率情况。

直流耦合方式, 从输入端到保持电容 C_H 都是直流耦合, 所以不产生基线偏移和涨落, 它可用于高计数率情况。但是要注意此时输入信号的静态直流电平会改变模数变换器的零点。

基线恢复器输入方式既可隔直又可使模数变换器的零点不受输入信号直流电平影响, 它又能在计数率变化时, 使信号基线接近零电平。当然, 如果前面谱仪放大器中已有基线恢复器, 那么模数变换器的输入可以采用直流耦合的方式。

模数变换器的工作方式通常有符合、反符合、采样三种方式。模数变换器的输入部分常设有符合电路和延迟符合电路。外加符合信号(反符合信号)可以和被分析的信号进行瞬时刻符合(反符合)或延时符合(反符合), 从而进行时间选择。然而, 模数变换器中符合电路的分辨时间一般为1微秒左右, 而且不很精确。所以只是提供作为符合控制手段, 而不能代替专用的快慢符合电路。

采样工作方式是对慢变信号进行幅度采样或对波形进行采样分析。采样工作原理及其波形如图4.3.20(a)(b)所示。

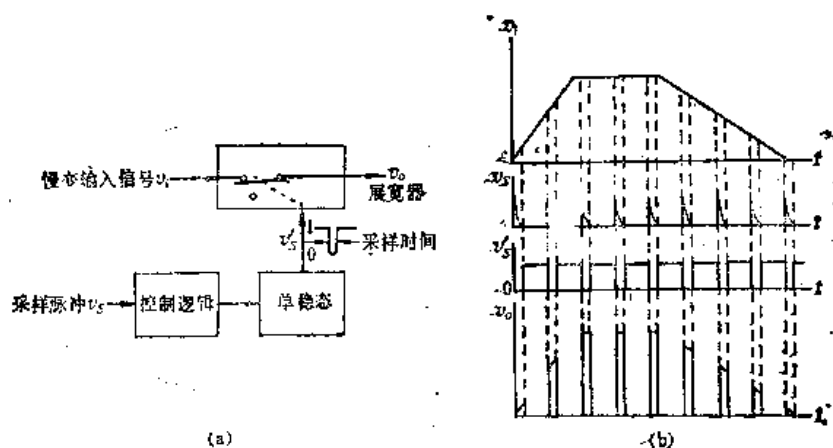


图4.3.20 模数变换器的采样工作
(a) 采样工作原理 (b) 工作波形

采样工作方式时的线性门是常闭的, 被测慢变信号 v_i 加到线性门的输入端上。外加周期性的采样脉冲 v_s 加到采样输入端。采样脉冲 v_s 经逻辑控制选择加到单稳态电路上, 单稳态电路的输出成形信号 v'_s 作为线性门的开门信号。信号 v'_s 的宽度可以调节, 称为采样时间。在采样时间中线性门打开, 让输入端的 v_i 进入模拟展宽器, 保持电容上就保持了采样时间内的 v_i 幅度, 然后关闭线性门, 进行变换。由图4.3.20(b)中的工作波形可见, 采样分析适用于对输入慢变信号进行定时采样。

被采样的信号通常为直流信号或慢变信号。若被采样的信号为脉冲信号, 则要注意采样信号的宽度必须比被采样的脉冲信号的宽度窄。采样频率至少两倍于被采样信号的频率, 以便保证一定的采样精度。

(2) 模数变换器的道数选择和道宽调节

道宽是表示模数变换器精度的重要指标。道宽越小则变换精度越高, 但是并不是道宽越

小越好。因为道宽越小则要求模数变换器的稳定性越好和道边界的干扰越小。所以，一般模数变换器都是按其最小道宽（即最大道数）来设计电路和给出技术指标。需要增大道宽时再附加道宽调节电路。

道宽越小，则要求一定幅度范围内模数变换器的道数越多。在核能谱测量中，道数的多少是由能量分辨和能谱的范围决定的。图4.3.21给出了道数选择的各种情况。

图4.3.21中 (a) 给出待测的能谱，其半高宽为FWHM， E_1-E_2 为能谱的范围。图4.3.21 (b) 中的能谱为选择道数太少的情况，此时，待测能谱的峰未能适当地测量出来，而图4.3.21 (d) 中能谱则是选择道数过多的情况。若测量时间不变，其结果是使得对同样的输入计数率，分到各道的计数减少，从而使统计误差增大。若要减小统计误差，则只有增大测量时间，这也可能带来稳定性等问题。只有如图4.3.21 (c) 中所示的能谱才是道数选择比较合适的情况。

在实际测量能谱时，道数选择就是在一个峰的半高宽FWHM内选择多少道的问题。通常，为保证一定精度，要求在FWHM内至少有八道，但也不必有太多的道数。因为如果采用过多的道数来测谱，不仅在存贮空间和测量时间上都有所浪费，而且还会增加处理数据的麻烦。在实际测量时，应在满足能量分辨要求下，尽量使用较少的道数。

在第一章已经讨论了探测器的固有能量分辨率 R_{DE} ，由 (1.1.9) 式：

$$R_{DE} = \frac{(\text{FWHM})_E}{E_0} \quad (3.13)$$

其中 E_0 表示峰位的能量。按照能量分辨的要求，可以计算峰位能量对应的道址，再由能谱分析范围选择模数变换器的道数。

对于NaI(Tl)探测器， R_{DE} 为8%。对于能谱峰662keV (^{137}Cs)，测得FWHM为52keV。所测能量范围约为1MeV到2MeV，则可选择模数变换器道数约为512道—1024道。对于半导体探测器情况分为几种。硅面垒型对于5.486MeV的 α 粒子，FWHM约为30keV，能量范围约为4MeV到8MeV，模数变换器道数约为512道—2048道。Si(Li)探测器对5.9keV的X射线的FWHM约为180eV，能量范围约为30keV到50keV，模数变换器的道数约为512道—2048道。Ge(Li)探测器对662keV的 γ 射线的FWHM约为2keV，能量范围约为1MeV到2MeV，模数变换器道数约为4096道—8192道。

由以上分析可见，一般能谱测量所需模数变换器的道数为512道到8192道。因此，模数变换器最大道数通常分为1024道、2048道、4096道和8192道几种。若要求更高精度或更宽能量范围则要求更多的道数，如16384道以上的模数变换器。

模数变换器的道宽调节可以采用不同方法。在线性放电型模数变换器中，道宽由 (4.3.9) 式决定： $H = I \cdot T_0 / C_H$ ，道宽 H 可以通过改变 I/C_H 或 T_0 来调节。前者称为模拟道宽调节，后者称为数字道宽调节。为了使道宽调节稳定，较精确的模数变换器多采用数字调节方法。

数字道宽调节是通过改变 T_0 达到的。实际上不是改变时钟本身的频率而是用分频电路成

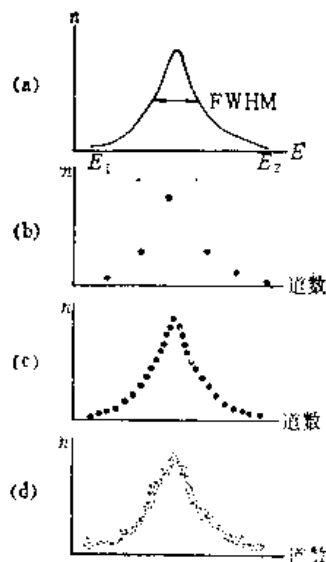


图4.3.21 模数变换器的道数选择

(a) 待测能谱 (b) 道数太少
(c) 道数合适 (d) 道数太多

倍地增加 T_0 ，或者将得到的地址码除2的倍数，以成倍地增加道宽。后面这种方法不影响时间-数字之间的变换过程，而且可以用速度较低的移位电路来完成，所以用得较多。

(3) 上下阈调节和偏置（零道阈）调节

上下阈调节和偏置调节都是模数变换器的十分重要功能。它们是两个完全不同的但又容易混淆的概念。

在核能谱测量中，一定的能量分辨率和能量范围，要求一定的模数变换器道数已如前面所述，但是这些都是在全能谱测量而言的。在实际的能谱测量中往往不需要测量全能谱，只需要测量感兴趣的一部分谱，例如只需测量 ^{60}Co 能谱光电峰部分。这时若测量全谱，则对应全谱的信号脉冲都进入模数变换器，其中许多对应非光电峰部分的无用信号占用模数变换器的大量变换时间。因此增加了模数变换器的死时间，降低了模数变换器的效率。

显然，应该在启动变换以前对输入信号幅度范围进行选择，常用上下甄别器来进行幅度预选。调节甄别阈，使得感兴趣能谱所对应的幅度在上、下阈之间，剔除那些不需要的信号。图4.3.22(a)(b)(c)给出上下阈选择功能的示意图。

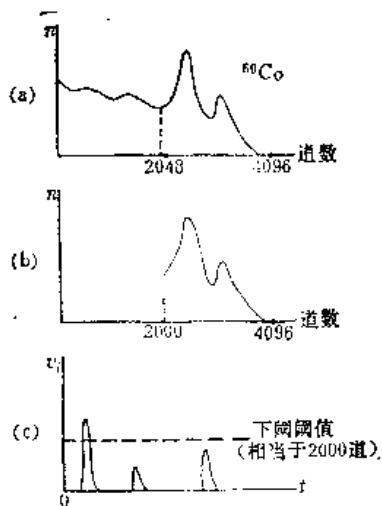


图4.3.22 模数变换器的上下阈选择

- (a) 全能谱测量
- (b) 用上下阈选择剔除不需要部分
- (c) 相应波形示意图

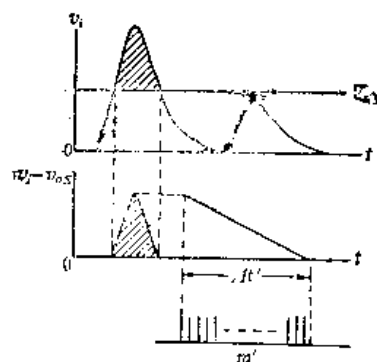


图4.3.23 模拟偏置示意图

图4.3.22中的(a)给出 ^{60}Co 全能谱，若只对其光电峰感兴趣，则可以去掉2000道以下部分。调节下阈电平在相应于2000道的幅度处，所测的能谱如图4.3.22中(b)所示。图4.3.22(c)中的波形是相应的输入信号，下阈值相应于2000道位置，则幅度小于下阈电平的输入信号都不能进入变换器。

需要注意的是，上下阈选择只是对输入信号的幅度进行预选。并没有改变变换过程和原来的道址。

偏置或零道阈是指模数变换器的零道所对应的输入信号幅度。引入偏置一方面可以节省存贮区，另一方面可以把感兴趣的幅度谱扩大到最大道数范围进行测量，从而提高分辨率。

偏置调节（零道阈调节）是调节模数变换器的零点阈值。模数变换器的第零道可以不是在0电位上而是对应于某一电位 V_{0s} 值，这种情况如图4.3.23所示。例如如果仅仅对图4.3.22(a)中 ^{60}Co 光电峰感兴趣，则可将模数变换器的零点从零调到某一 V_{0s} 处，如图4.3.22(b)

中所示。由此所测谱的第零道对应于幅度 $V_{0.5}$ 处， $V_{0.5}$ 对应于2000道。这样，用2096道就可以和使用4096道一样精密地测出 ^{60}Co 光电峰，省去许多存贮单元。

实现偏置调节的方法有两种：模拟偏置和数字偏置。

模拟偏置是将输入的模拟信号幅度 V_i 减去 $V_{0.5}$ 后再进行变换， $V_{0.5}$ 就称为模拟偏置。

从图4.3.23可见，由于存在模拟偏置 $V_{0.5}$ ， v_i 的幅度只有 $(v_i - V_{0.5})$ 部分（图中带有阴影部分）进入变换。变换后地址码为 m' ：

$$m' = \frac{v_i - V_{0.5}}{H} = m - \frac{V_{0.5}}{H}$$

其中 $m = v_i/H$ 。变换时间 $\Delta t'$ 减小为：

$$\Delta t' = \frac{v_i - V_{0.5}}{H} T_0 = m T_0 - \frac{V_{0.5}}{H} T_0$$

可见对于线性放电型模数变换器引入模拟偏置可以节省变换 $V_{0.5}$ 这一部分幅度的时间。若 $v_i < V_{0.5}$ ，则自动停止变换。模拟偏置是在展宽器保持电容上加一个模拟电位，所以它会对模数变换器的精度和稳定性带来影响。

数字偏置是在输入信号幅度 v_i 变换成地址码 m 后再用数字电路方法减去所需数量的地址码 $m_{0.5}$ ，则地址码 m' 为：

$$m' = m - m_{0.5}$$

$m_{0.5}$ 就称为数字偏置（数字零道阈）。图4.3.24是数字偏置示意图。

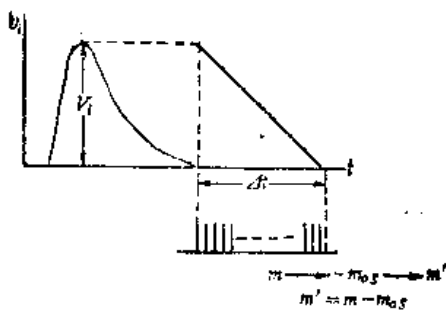


图4.3.24 数字偏置示意图

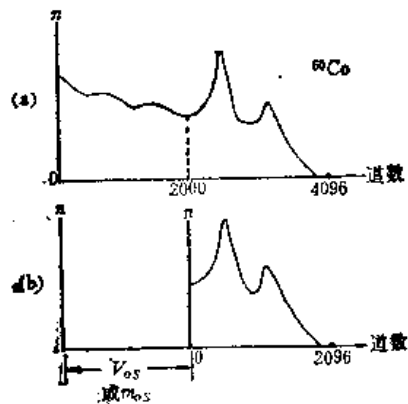


图4.3.25 模数变换器的偏置调节

(a) 不用偏置调节时 (b) 使用偏置调节时

数字偏置由于变换幅度不变，所以变换时间不能减少。但它不影响变换过程，能保持精确和稳定，因此在要求精确、稳定的测量中经常使用数字偏置，但是，这时计数率不能太高。相反，模拟偏置可用于不要求偏置十分精确、稳定的场合，由于能节省变换时间，适用在计数率较高、但测量时间较短的情况。

图4.3.25给出使用偏置调节测量 ^{60}Co 光电峰的结果。

另外，数字偏置能调节模数变换器变换的数码在存贮器中存贮区的分配，利用较小容量存贮器存贮较大的幅度分析范围。例如，8192道模数变换器，存贮器仅为4096道。无偏置时，模数变换的下一半（0 V—5 V）存入存贮区。若偏置为4096，则存贮器第零道移到模数变换器的4096道上面，因此上一半（5 V—10 V）存入存贮器。

(4) 分析范围和溢出地址调节

输入信号要分析的幅度范围可以按要求选定,例如,8192mV,4096mV,1024mV,512mV。

通常地址寄存器的最大容量等于模数变换器的最大道数,如8192。因此幅度太大的信号变换后所得到的地址码可能使地址寄存器溢出。如果把溢出地址码送出去则显然是错误的地址码,所以要对溢出进行判定。在溢出时,输出一个溢出信号,禁止发出存贮命令,舍弃溢出地址码。

当分析范围改变时,如从8192mV变为4096mV,则溢出地址也要相应改变。这只要从地址寄存器的相应位引出溢出信号就可以了,例如对于8192mV——8192道,可以从 2^{12} 位引出溢出信号,而对4096mV——4096道,则可以从 2^{11} 位引出溢出信号。这种方法的示意图如图4.3.26所示。

(5) 死时间与活时间

由(4.3.11)式,模数变换器的死时间为 $T_d = T_L + \Delta t + T_M$ 。

对于确定的模数变换器和存贮器,控制时间 T_L 和存贮时间 T_M 是恒定不变的。但是变换时间 Δt 却与模数变换器的工作状态和输入信号幅度有关。

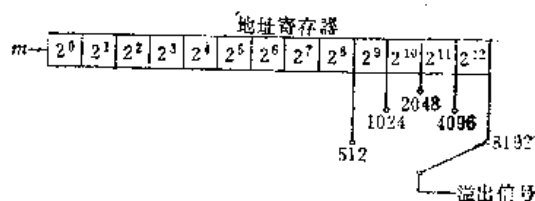


图4.3.26 模数变换器溢出信号

当模数变换器的道数和偏置改变时,变换时间就要改变。例如,一个8192道线性放电型模数变换器的时钟周期为10ns,其死时间 T_d 为:

$$T_d = 1.5 + 0.01(m - x), \mu s$$

上式中,1.5为 T_L 和 T_M 之和, m 为道数, x 为等效模拟偏置的数字量(若为数字偏置则 x 为零)。可见道数 m 和偏置量 x 改变则 T_d 就改变,例如,若取8192道,无偏置时 $x=0$,则最大变换时间为83.5 μs 。若取256道,无偏置则 T_d 为4.1 μs 。若取8192道,偏置为4096,则 T_d 为42.5 μs 。

实际模数变换器都装有指示百分死时间 P 的电表。设所用实际测量时间为 T_r ,死时间 T_d ,则 P 为:

$$P = \frac{T_d}{T_r} \quad (4.3.14)$$

实际测量时间 T_r 扣除死时间即为有效测量时间 T_i ,通常又称为活时间。它们的关系为:

$$T_r = T_i + T_d$$

则可得:

$$T_i = (1 - P) T_r \quad (4.3.15)$$

在给定 T_r 和 P 值时,可求得活时间 T_i 。在校正计数损失或求计数率时都应以活时间计算。当然,在低计数率或计数率变化较大时, P 值很难读准。同时,溢出和偏置都会影响死时间,因此所测的百分死时间只是一个粗略的估计。但是百分死时间表头可以直观地看到计数率高低的情况,甚至于可以成为模数变换器是否正常工作的指示。

直接测量活时间可以减少上述的误差。活时间测量是将死时间信号送到定时电路中,使计时器在死时间内停止计时,因此就自动扣除死时间。也可以直接测量活时间 T_i 和实际时间 T_r ,从而得到死时间。但这种方法在死时间所占百分数很高时(超过40%),会产生较

大的误差。

上面所述的死时间和活时间测量还与所测能谱的形状有关。在实际测量时可以移动谱的位置以便估计计数的损失。

4. 滑移标尺道宽均匀器

滑移标尺道宽均匀器又称数字道宽均匀器。这是目前用来解决数字（逻辑）干扰问题的一个有效方法。

所谓数字（逻辑）干扰是指数字电路的状态变化对道宽不均匀性产生的影响。在线性放电型模数变换器中，数字干扰是道宽不均匀的主要原因。特别在道宽较小时，影响更严重。为了提高模数变换器的道宽均匀性（微分线性）都要采取一定方法减少数字干扰。

在模数变换器中，主要产生数字干扰的电路是地址寄存器电路。对于一个8192道模数变换器来说，地址寄存器为13位或更多一些。地址码使地址寄存器的各位状态翻转时（从“0”态变到“1”态或从“1”态变到“0”态），这种电流的突变能通过电源、地线、空间感应等途径传到电路的其他地方。

当地址码为奇数位数字时，最后一个地址脉冲仅使地址寄存器的最低位改变状态，但是，当地址码是偶数数字时，最后一个地址脉冲至少要引起地址寄存器最低两位或更多位改变状态。对于很大的地址码，例如8192，则地址寄存器会改变13位，而且这13个位的翻转是依次变化，每个位的翻转比前一个都要延迟一些时间。因此最后一位翻转比开始一位翻转要延迟相当一段时间（依寄存器工作性能而定）。这样一来，偶数产生的干扰就有可能影响线性放电的最终时刻，而线性放电最终时刻由于放电放到接近零伏的地方，最容易受到干扰的影响。

由此可知，数字干扰使偶数道宽和奇数道宽产生明显的差别，这就是所谓奇偶效应。当然，偶数的地址脉冲引起的翻转情况可以是各种各样的，所以各道道宽常出现以2的倍数为规律的复杂的变化。图4.3.27给出了这种数字干扰的一个示意图。

当前解决数字干扰对道宽均匀性影响的主要方法是采用基于“滑尺”原理的道宽均匀电路。它类似于日常生活中的“滑尺测量”技术。用一根刻度不准确的尺子去测量一段棒的长度，如果多次测量，每次测量用不同的起点，然后对多次测量的结果求平均，则其结果要比一次测量要精确得多。这是因为某些刻度不均匀带来的误差经过不同起点多次测量平均之后，影响减少了。

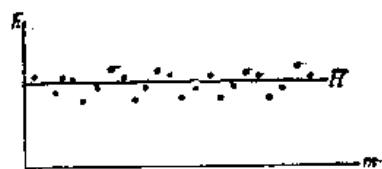


图4.3.27 道宽 h 的数字干扰
(H 为平均道宽)

目前常用的是比较简单而效果又很好的纯数字道宽均匀技术，其原理简述如下：

设数字为 m ，其变化为 Δm 。每次变换以前，在地址寄存器的前 x 位（例如前6位）预先放置一个数码 m_0 。这个数码 m_0 是在0到 $(2^x - 1)$ 中周期地连续变化的（也可以随机地变化）。因此，变换后地址寄存器上得到的数码为 $(m + m_0)$ 。模数变换器在把地址码发送到存储器之前先从 $(m + m_0)$ 中减去 m_0 ，从数字运算上讲，这种处理对地址码本身毫无影响。所以存储器得到的地址码仍为 m ，但是，对于第 m 道的道宽受到数字干扰来说就不相同了。每次得到的地址码 m 所得的数字干扰是变化的，它不仅仅决定于 m ，而且还与 m_0 有关。当 $m_0 = 0$ 时，数字干扰为原来第 m 道的干扰 Δm ；当 $m_0 = 2^x - 1$ 时，数字干扰成为第 $(m + 2^x - 1)$ 道的干扰 $\Delta(m + 2^x - 1)$ 。

因此, 若 m_0 从0变化到 $(2^x - 1)$, 则第 m 道道宽的数字干扰是原来第 m 道到第 $(m + 2^x - 1)$ 道数字干扰的平均值。第 $(m + 1)$ 道为第 $(m + 1)$ 道到第 $[(m + 1) + 2^x - 1]$ 道的数字干扰的平均值。由此, 可写出干扰的平均值 $\overline{\Delta m}$ 和 $\overline{\Delta(m+1)}$:

$$\overline{\Delta m} = \frac{\sum_{m_0=0}^{2^x-1} \Delta(m+m_0)}{2^x}$$

$$\overline{\Delta(m+1)} = \frac{\sum_{m_0=0}^{2^x-1} \Delta(m+1+m_0)}{2^x}$$

第 m 道和第 $(m+1)$ 道数字干扰平均值之差为:

$$\overline{\Delta m} - \overline{\Delta(m+1)} = \frac{\Delta m - \Delta(m+2^x)}{2^x} \quad (4.3.16)$$

从(4.3.16)式可见, 这时两道数字干扰的差只是原来差值的 $1/2^x$ 。例如, 若取 x 为4, 则数字干扰可以减小到 $1/16$, 即由地址干扰引起的道宽不一致性可减小一个量级以上。

5. 模数变换器的输入输出功能

模数变换器能输出各种信号, 以便与其他电路配合, 下面予以简单介绍。

(1) 数字信号输出

模数变换器变换后的数码作为数字脉冲输出, 这是模数变换器的基本功能。数字脉冲一般为TTL电平。通常数字输出经过接口电路加到多道分析器主机或计算机。

(2) 死时间信号输出 (或称“忙”输出)

在模数变换器的死时间范围内给出逻辑信号, 它的持续时间代表模数变换器获取和变换时间, 以便提供外部死 (活) 时间校正。

(3) 死时间信号输入

从外面输入逻辑信号 (例如从谱仪放大器输入), 它的时间间隔和模数变换器的死时间经过“或”逻辑, 相加为总的死时间。

(4) 由堆积拒绝器输入信号

从堆积拒绝器 (例如谱仪放大器中的堆积拒绝器) 输入禁止信号和提供线性门关门信号, 禁止堆积信号输入变换器。

(5) 稳定器信号输出

输出TTL电平的数字信号 (例如对8192为13位二进制数字) 到有关的数字稳定器中, 以提供稳谱之用。

(6) 单道分析器输出

模数变换器中设有上下甄别器, 可以完成单道分析器的功能, 因此输入信号幅度处在下甄别器阈和上甄别器阈之间窗口中时, 就输出一个逻辑信号。

(7) 模数变换器对输入信号的要求

模数变换器的输入信号幅度范围一般为0 V—10 V。输入信号的上升时间和下降时间要求有一定的范围。

上面对线性放电型模数变换器原理、结构及使用功能作了较为详细的讨论。几十年来, 线性放电型模数变换技术发展较成熟, 并在核能谱测量中得到广泛的应用。线性放电型模数

变换器的主要缺点是变换时间较大,而且随道数增多,变换时间亦增加。因为变换时间主要决定于线性放电时间 $\Delta t = mT_0$;道数 m 愈多,则线性放电时间愈长。例如时钟周期 T_0 为 10ns 时,4096道模数变换器的变换时间是 $40.96\mu\text{s}$,而8192道就增加到 $81.92\mu\text{s}$,可见此时的变换时间已经相当大。因此对于需要高道数高计数率能谱测量时,线性放电型模数变换器就难于满足要求。

提高时钟频率可以减少线性放电型模数变换器的变换时间。当前线性放电型模数变换器典型时钟频率为 100MHz 。已有 200MHz 、 300MHz 的时钟频率的产品。再提高时钟频率,对线路元件的速度有相当高的要求,当前还存在一些困难。

减少线性放电型模数变换器死时间的另一方法是两级线性放电法。这种方法的放电速率分两级,先快速放电,放到某一电平时再慢速放电。慢速放电与前面所述的线性放电一样,其放电时间为 $\Delta t = mT_0$,放电速率为 $1/T_0$ 。快速放电速率假设为 $\sqrt{m}/T_0$,则放电时间为 $\Delta t = \sqrt{m}T_0$ 。可见 m 越大,两级放电的优点越明显。两级放电模数变换器多用于高道数的模数变换器。但是由于要求两级放电电流比例精确,所以电路难度很大。

四、逐次比较型模数变换器

由于近年来大规模集成电路的迅速发展,逐次比较型模数变换器得到了较多的应用。与线性放电型模数变换器比较,它有变换速度快、易于做成集成电路片、功耗低和价格便宜等优点。

下面先介绍逐次比较型模数变换电路中的一个重要部件——数模变换器。

1. 数模变换器(DAC)

数模变换器把输入的数码(通常为二进制)变换成与此数码成正比的模拟量(电流值或电压值)。一个二进制数码是按各位代码组合起来表示的,每一位代码有一定的权值,即代表一具体数值。例如,二进制数码1001,最高位(左位)代码为1,其权值为8,应变换为模拟量 $1 \times 2^3 = 8$;第二位权值为4,代码为0,应变换模拟量为0;第三位权值为2,代码为0,变换为模拟量0;最低位(右位)代码为1,权值为1,应变换为模拟量1。变换后的模拟量总和为9。

因此,为了将数字量变换成模拟量,应将每一位代码按权值变换成相应的模拟量。然后将各模拟量相加,其总和就是与数字量成正比的模拟量,从而完成数模变换。

数模变换器通常由基准电源、电阻解码网络和电子开关电路组成,如图4.3.28中的(a)所示。

基准电压 V_R 经过电阻网络输出,电阻网络由电子开关电路控制,而电子开关又由数字输入信号控制。因此输出电流 I 或电压 V 由数字输入信号控制。

电阻解码网络可用各种方法构成。图4.3.28中的(b)是十二位电流叠加二进制权电阻解码网络构成的数模变换器示意图。它由十二个电阻 2^0R 、 2^1R 、 2^2R 、…… $2^{11}R$ 和相应的十二个电子开关 S_0 、 S_1 、 S_2 、…… S_{11} 串联而成。电阻阻值由低位到高位依次成倍增加。十二个电子开关由相应的十二位数字输入控制。数模变换器的输出是二进制的标准电流。例如,若只有最高位为“1”,则电子开关 S_0 闭合,形成第一个标准电流 $I_0 = V_R/R$;若只有第二位数字输入,则电子开关 S_1 闭合,形成第二个标准电流 $I_1 = V_R/2R$;若只有第 i 位数字输入,

则电子开关 S_i 闭合, 形成第 i 个标准电流 $I_i = V_R/2^i R$;。若有几位数字输入, 则相应的几个电子开关闭合, 形成几个标准电流, 输出电流 I 为几个标准电流之和。十二位都输入时, 输出电流为:

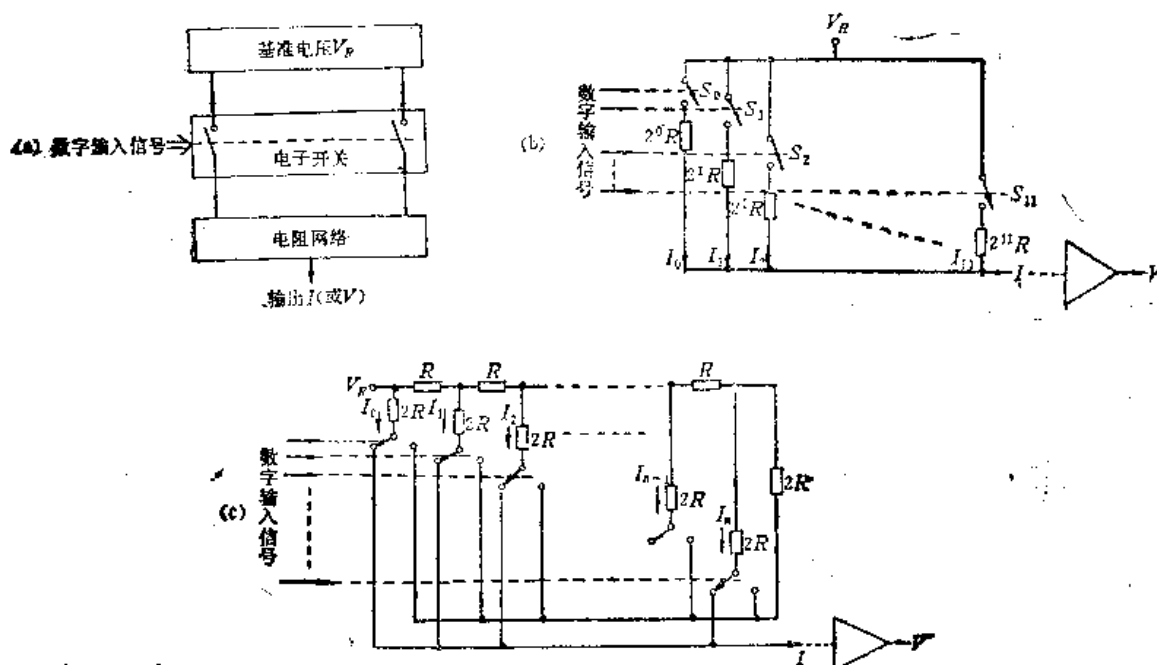


图4.3.28 数模转换器工作原理

(a) 数模转换器原理结构方框图

(b) 二进制权电阻解码网络数模转换器

(c) 梯形电阻解码网络数模转换器

$$\begin{aligned}
 I &= I_0 + I_1 + I_2 + \cdots + I_i + \cdots + I_{n-1} \\
 &= k \left(\frac{1}{2^0} + \frac{1}{2^1} + \frac{1}{2^2} + \cdots + \frac{1}{2^i} + \cdots + \frac{1}{2^{n-1}} \right)
 \end{aligned}$$

上式中, $k = V_R/R$, k 称为转换系数。

输入数字信号的“1”和“0”控制电子开关 S 。电子开关通常用快速电流开关。

二进制加权电阻解码网络在位数愈多时电阻变化范围愈大。例如十二位数模转换器电阻值变化范围为 $2^{11} : 1$, 即2048 : 1。若高位为 $10\text{k}\Omega$, 则最低位电阻将达到 $20\text{M}\Omega$ 。这样大的阻值在集成电路中难以制造, 精度达不到要求。

梯形电阻解码网络有较好的性能。电路中所用电阻值只有 R 和 $2R$ 两种, 所以又称为 $R-2R$ 电阻网络, 在数模变换器中得到广泛应用。图4.3.28中的(c)就是梯形电阻解码网络组成的数模变换器示意图。

从图可见, 梯形电阻网络的特点是任何一个节点的三个分支阻抗都相等(等于 $2R$)。每个 $2R$ 支路中的电流自左向右以 $1/2$ 系数逐渐减小。因此图4.3.28(c)中的各个电流值为:

$$\begin{aligned}
 I_0 &= \frac{V_R}{2R} \\
 I_1 &= \frac{1}{2} I_0
 \end{aligned}$$

$$I_2 = \frac{1}{2} I_1 = \frac{1}{2^2} I_0$$

$$I_3 = \frac{1}{2} I_2 = \frac{1}{2^3} I_0$$

$$\vdots$$

$$I_n = \frac{1}{2} I_{n-1} = \frac{1}{2^n} I_0$$

集成电路数模变换器有各种型号的产品，可以满足不同的需要。有的数模变换器的模拟输出是电流，有的直接输出是电压。图4.3.28中所举的两个数模变换器的直接输出都是电流。也可在外部用运算放大器转变成电压。

数模变换器的主要技术指标有以下几项。

(1) 分辨率

这个参数是数模变换器对微小输入量变化的敏感程度的描述。通常用数字量的位数来表示，如8位、12位等。对于一个分辨率为 n 位的数模变换器，它能对刻度的 2^{-n} 输入作出反应。如12位数模变换器能对 2^{-12} 输入作出反应。

(2) 精确度

精确度表示数模变换器加上一个给定的数字码时，测量到的实际模拟输出值和期望值之间的差值。精确度误差用满度误差、零度误差和线性误差三个参数表示。满度误差又称变换倍数误差，零度误差又称偏置误差。

(3) 线性误差

线性误差表示数模变换器的实际传输特性曲线（输出-输入特性）和理想响应直线之间的最大偏差。它是在零点调节和满度调节后进行测量的，直线要通过传输特性的终点。线性误差温度系数表示线性误差随温度的变化。

(4) 微分线性误差

微分线性误差表示数模变换器从一个输出态变到另一个相邻输出态时电压变化偏离理想的1LSB的大小。所以 $\pm 1/2$ LSB 微分非线性误差表示输入从一态变到相邻态时，输出电压跳变范围为 $1/2$ LSB 到 $3/2$ LSB。

(5) 稳定时间

稳定时间是数模变换器在输入变化后，输出稳定在它的最终值的一个误差范围内所需的总的时间。

此外，还有表示输出电压变化速度的旋转速度等。

图4.3.29是一个典型的12位数模变换器集成片的结构图。

它是由12个电流开关（图中为12位电流型开关阵列 A_2 ）和12位薄膜电阻网络组成一个精密的12位权重电流源。12位二进制数字码输入经变换输出为电流。若要电压输出则可经过快速运算放大器 A_3 输出。由运算放大器 A_4 等组成一个内部参考电源， V_R 为10.240V。使用内部薄膜电阻的选择，输出电压可以 ± 10 V 或 $0-10$ V，也可用外接电阻选择。电流输出为 $0-2$ mA。外形为双列24头直插式封装。电源为 ± 15 V 和 $+5$ V。输入为TTL和CMOS兼容互补二进制逻辑。

这个数模变换器的分辨率为12位；线性为 $\pm 1/2$ LSB；线性误差为 $\pm 0.0122\%$ 满度（ V_R

$=10.24\text{V}$ ，零点为 0V ，满度为 10.2375V ， -25°C —— $+85^{\circ}\text{C}$ ）；偏置电压为 1mV ；电压型满度误差为 0.01% 满度（ $V_R=10.240\text{V}$ ）、 0.1% 满度（内部 V_R ）；电源电压灵敏度为 0.002% 满度/ V ；电流型稳定时间为 $1.5\mu\text{s}$ 、电压型稳定时间为 $2.5\mu\text{s}$ ；旋转速度为 $15\text{V}/\mu\text{s}$ 。

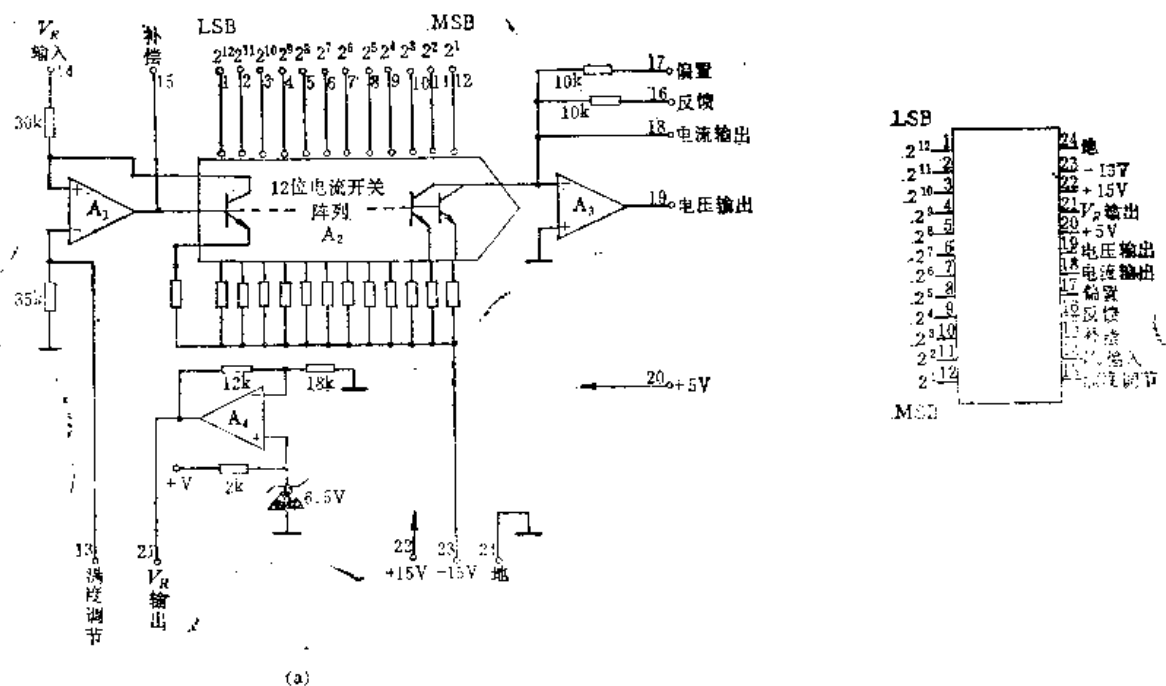


图4.3.29 12位数模转换器结构图

(a) 电路图 (b) 接线图

2. 逐次比较型模数转换器工作原理

用逐次比较方法进行模数变换是与叠加单道分析器方法相类似的。在叠加单道分析器组成的多道分析器中（见图4.3.1），输入信号幅度 v_i 同时送到各个单道分析器中（编号为“0”，“1”，“2”，……“ m ”）， v_i 与各个单道分析器中的阈电平进行比较，当幅度 v_i 处在某个单道阈电平范围内时就直接变换成相应的数字量。

在上述的比较中，各个标准电平（阈电平）是固定不变的，例如4096道分析器需要4096个标准电平。输入信号幅度进行一次比较就得到全部地址码，使地址寄存器并行置位。因此有时称之为并行变换方法，也可称为一次直接比较法。显然，并行变换是速度最快的变换方式。但是在高道数时难于实现。如果用12个二进制位标准电平组成4096个标准电平，每一次比较为一个位标准电平，逐次进行比较，可以构成4096道逐次比较型模数转换器。这种方法可称为逐次比较法或串行变换方法。

逐次比较型模数转换器利用二进制的标准电平与输入信号比较。第一次比较时，取标准电平为满量程的一半；若标准电平小于信号幅度，则标准电平保留下来，进行第二次比较。第二次比较的标准电平为保留的上次标准电平加满量程的四分之一标准电平。若标准电平小于信号幅度，第二次标准电平同样保留下来，进行第三次比较。第三次的标准电平是满量程的二分之一、四分之一与八分之一之和。若标准电平大于信号幅度，则满量程八分之一标准电平不保留，再进行下一次比较。依此类推，直到12个标准电平取出来比较完才结束。

综上所述，每次比较都将标准电平减小为前次的一半。若标准电平小于信号幅度，则被保留；若标准电平比信号幅度大，则不保留。最后，停止比较时，所有保留下来的标准电平之和与被测信号幅度十分接近，变换终止，从而得到变换后的二进制数字。图 4.3.30 给出 4096 道逐次比较型模数变换器的原理框图。

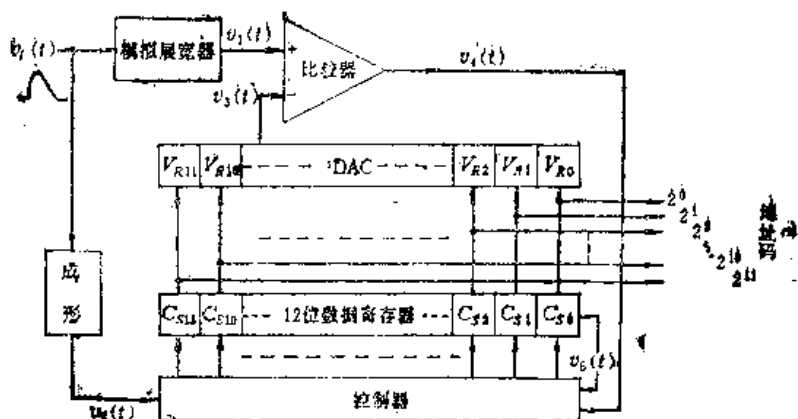


图 4.3.30 逐次比较型模数变换器原理框图

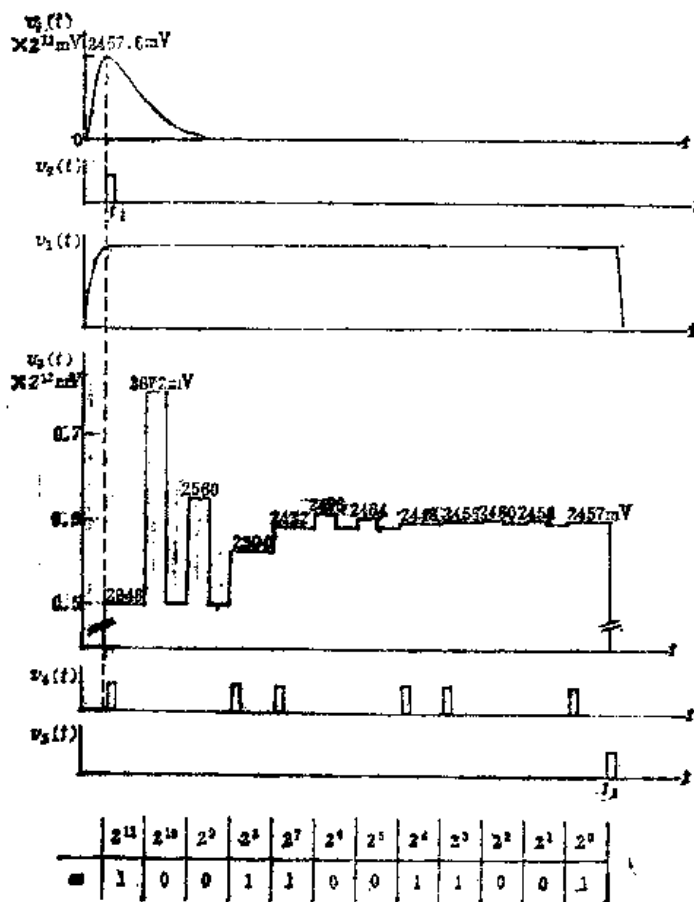


图 4.3.31 逐次比较型模数变换器波形

输入脉冲 $v_i(t)$ 经模拟展宽器展宽为有足够宽度的 $v_1(t)$ 。 $v_1(t)$ 加到比较器 的一端，比较器的另一端输入标准电平信号 $v_3(t)$ 。

十二个标准电平信号是由数字-幅度变换器 (DAC) 产生的。十二个标准参考电平为： $v_{R0}=2^0\text{mV}$, $v_{R1}=2^1\text{mV}$, $v_{R2}=2^2\text{mV}$, $\dots\dots\dots$, $v_{R11}=2^{11}\text{mV}$ 。数模变换器的输出电压信号 $v_3(t)$ 是十二个标准电平的叠加输出。每个标准电平是否有输出由十二位数据寄存器的状态来决定。比较器输出信号 $v_4(t)$ 加到控制器上, 由控制器控制数据寄存器的状态。

当 $v_3 < v_1$ 时, 比较器输出 v_4 为“1”状态, 控制器使十二位数据寄存器相应位输出为“1”状态, 使得DAC输出这一位的标准电平保留。当 $v_3 > v_1$ 时, v_4 为“0”状态, 控制器使12位数据寄存器相应位输出为“0”状态, 同时不保留DAC这一位的标准电平。这样, 经过十二次比较后, 最后可以从12位数据寄存器输出得到变换的数码。

图4.3.31给出一个道数为4096道、道宽为1mV的逐次比较型模数变换器的工作波形图。

输入脉冲幅度 $V_i = 2457.6\text{mV} = 0.6 \times 2^{12}\text{mV}$ 。当展宽器输出 $v_1(t)$ 达到峰顶时, 成形信号 $v_2(t)$ 作为启动变换命令, 使之开始比较过程。

第一次比较: 控制器使12位数据寄存器中最高位 C_{S11} 置“1”, 其余位置“0”, 则数模变换器相应输出 $V_{R11} = 1/2(2^{12}\text{mV}) = 2048\text{mV}$ 。 V_{R11} 和 V_i 在比较器中比较, 可见 $V_{R11}(v_3) < V_i(v_1)$ 。比较器输出 v_4 为高电平“1”使控制器保留 C_{S11} 为“1”状态, 并进行第二次比较。

第二次比较: 数据寄存器的 C_{S10} 置“1”, 即 $V_{R10} = 1/2(2^{11}\text{mV}) = 2^{10}\text{mV}$ 。数模变换器输出标准电平为 $V_{R11} + V_{R10} = 2048\text{mV} + 1/2(2048\text{mV}) = 3072\text{mV}$ 。比较为 $V_i < (V_{R11} + V_{R10})$, 则比较器输出低电平“0”, 使 C_{S10} 复位为“0”态。数模变换器输出 v_3 仍为 2048mV 。

第三次比较: C_{S9} 置“1”, 即 $V_{R9} = 1/2(2^{10}\text{mV}) = 2^9\text{mV}$ 。标准电平为 $V_{R11} + V_{R9} = 2^{11}\text{mV} + 2^9\text{mV} = 2560\text{mV}$ 。比较为 $V_i < (V_{R11} + V_{R9})$, 所以 C_{S9} 复位。

第四次比较: C_{S8} 置“1”, 即 $V_{R8} = 1/2(2^9\text{mV})$, 标准电平为 $V_{R11} + V_{R8} = 2304\text{mV}$ 。比较为 $V_i < (V_{R11} + V_{R8})$, 所以保持 C_{S8} 为“1”状态。

依此逐次进行第五次比较, 第六次比较, $\dots\dots\dots$, 一直到第十二次比较为止。此时给出变换结束标志信号 $v_5(t)$ 。最后保留的数据寄存器位为: $C_{S11}, C_{S8}, C_{S7}, C_{S4}, C_{S3}, C_{S0}$, 即: $2^{11} + 2^8 + 2^7 + 2^4 + 2^3 + 2^0 = 2457(\text{mV})$ 。即, 地址码为: 100110011001。由图4.3.31可知所测电压幅度 V_i 为:

$$2457\text{mV} < V_i < 2458\text{mV}$$

V_i 应属于第2457道。

逐次比较法的道宽就是地址码最低位对应的DAC标准电平: $V_{R0} = 2^0 = 1\text{mV}$ 。

从图4.3.31中的波形可见, 逐次比较过程从 t_1 开始到 t_2 结束。在此期间, 要求展宽器的输出电压保持不变。比较过程时间间隔为 $\Delta t = t_2 - t_1$ 。

设每次比较时间为 T , 对 $4096 = 2^{12}$ 道模数变换器, 比较次数为十二次, 则需要比较时间为 $12T$ 。对于不同幅度的输入信号都要进行十二次比较, 所以变换时间是固定的。当道数增加一倍时, 变换器只增加一次比较时间, 这对数千道以上的模数变换器缩短变换时间是十分有利的。例如道数增加为8192道, 比较次数增加一次, 所以比较时间为 $13T$ 。逐次比较型模数变换器变换时间和道数的关系由下式决定:

$$\Delta t = T \log_2 m \quad (4.3.17)$$

其中 m 为道数, T 为每次比较时间, $\log_2$ 表示以2为底的对数。

对8192道逐次比较型模数变换器,目前变换时间可做到接近于 $1\mu\text{s}$ 。这比线性放电型模数变换器要小得多。但是逐次比较型模数变换器的道宽一致性较差,主要在于标准电平很难维持精确的比例。一般都要加道宽均匀器来改善道宽一致性。

近年来,由于大规模集成电路技术发展,已经陆续出现混合集成电路或单片集成电路的逐次比较型模数变换器。这些变换器有8位、10位、12位,甚至16位的,这些变换器的主要缺点仍然是道宽一致性较差。

3. 逐次比较型模数变换器的道宽均匀问题

从前面分析可知,在线性放电型模数变换中影响道宽的参考标准只有一个,而在逐次比较型模数变换器中采用数模变换器输出的多个独立参考标准电平与输入信号进行比较。不同输入脉冲幅度是用不同的标准电压或电流组合来测定的。由于各个参考标准电平很难维持精确比例,所以道宽一致性要比线性放电型差得多。例如,一个4096道模数变换器,要用数模变换器供给互相独立的十二个参考标准电平(V_{R11} 、 V_{R10} 、…… V_{R1} 、 V_{R0})。道宽即为最小参考标准电平 V_{R0} 。 V_{R0} 为 1mV ,则最大参考标准电平 V_{R11} 为 2048mV 。

进一步分析可以看到,任何一道的道宽是由该道的上下边界电平之差决定的,而道的边界电平是由数模变换器输出标准电平的大小来决定的。数模变换器的输出标准电平又是由各个参考标准电平相加而成的。所以参考标准电平的不一致会严重影响道宽的一致性。

例如,第2047道。它的上边界电平为 2048mV ,即决定于最大参考标准电平 V_{R11} ,而它的下边界电平决定于除了最高位以外所有各位参考标准电平之和,即 $V_{R10} + V_{R9} + \dots + V_{R1} + V_{R0}$,所以第2047道的道宽为:

$$H_{2047} = V_{R11} - \sum_{i=0}^{10} V_{Ri}$$

假设最大参考标准电平 V_{R11} 的精度为 0.01% ,而其他参考标准电平为理想值。则从上式可知, H_{2047} 的误差也有 0.2mV 。这对于 1mV 道宽就有 20% 的不一致性。若考虑其他参考标准电平的误差,则 H_{2047} 的不一致性要更严重。

但是,对于其他道数则情况不相同。例如,第2046道。则 H_{2046} 为:

$$H_{2046} = \sum_{i=0}^{10} V_{Ri} - \sum_{i=1}^{10} V_{Ri} = V_{R0}$$

可见 H_{2046} 为 V_{R0} 。

通常把逐次比较型模数变换器的道宽分成两类。一类是偶数道宽 H_{i0} ($i=0, 2, 4, \dots, 4094$),其大小为 V_{R0} 。另一类是奇数道宽 H_{i1} ($i=1, 3, 5, \dots, 4095$),其大小为上下边界之差。道宽不一致性在奇数道宽处普遍存在,但以道址在二分之一总道数处最严重。

道宽的不均匀性严重影响模数变换器的微分非线性,为此必须采用道宽均匀器。类似于前面所介绍的解决数字干扰的“滑尺”道宽均匀器,现在把模数变换器的功能看作是用来测量输入脉冲幅度的一把尺子,但是它的“道宽”刻度不均匀,因此要用不同的起点来测量输入脉冲幅度。这可以在输入脉冲上叠加一个 ΔV 的电压电平,经过模数变换之后,再减去相应 ΔV 的数码。 ΔV 取得不同,则起点测量道就不同,最后再取平均值,这样可以使道宽不均匀性减小。

利用滑尺原理所作的移道法道宽均匀器工作原理如图4.3.32所示。

设 N 道模数变换器的原始道宽不均匀, 有的宽, 有的窄, 平均道宽为 H 。如果我们把输入脉冲叠加在一个道宽 H 的台阶上再进行变换, 将变换后的数码减去1以后存贮, 这样使原来属于第 i 道的脉冲仍存入第 i 道内。但它是通过第 $(i+1)$ 道的道宽进行分选的, 道宽应是变换器第 $(i+1)$ 道的道宽。若将输入脉冲叠加上 M 个道宽的移道电平 (MH) 进行存贮, 则可用第 $(i+M)$ 道的道宽来分选第 i 道脉冲。在测量过程中可以周期地改变 M 次移道电平大小, 同时相应地减去地址码数。在图4.3.32中, $M=4$, 加 H 的相应地减1, 加 $2H$ 的减2, 加 $3H$ 的减3, 加 $4H$ 的减4, 最后仍存入第 i 道。

由此可见, 幅度相当于第 i 道的输入脉冲, 由变换器第 i 道到第 $(i+M)$ 道的道宽共同分选。假设这些道的分选机会是相等的, 则存入存贮器第 i 道中的计数有 $1/(M+1)$ 是以模数变换器第 i 道原始道宽分选的; 有 $1/(M+1)$ 是由模数变换器第 $(i+1)$ 道原始道宽分选的; ……; 有 $1/(M+1)$ 是由模数变换器第 $(i+M)$ 道原始道宽分选的。所以, 从最后效果来说, 模数变换器到 i 道的有效道宽 $H_{eff}(i)$ 是模数变换器第 i 道到第 $(i+M)$ 道的原始道宽平均值, 即:

$$H_{eff}(i) = \frac{\sum_{m=0}^{M-1} H(i+m)}{M+1} \quad (4.3.18)$$

在上式中, 移动道宽的范围为 M 道, 有效道宽的相对误差由于取平均值而减小。显然, M 取得愈大, 相对误差愈小, 道宽一致性愈好。

应该指出, (4.3.18)式必须在同样幅度输入脉冲落在模数变换器第 i 道到第 $(i+M)$ 道的机会相等条件下才成立。然而, 由于输入脉冲的随机性, 在有限测量时间中上述条件不完全满足, 所以(4.3.18)式就有一定的统计误差。测量时间愈长, 统计误差愈小。

实际上, M 不一定要取得很大, 只要满足道宽一致性要求就行。例如, 4096道逐次二进制比较型模数变换器中, 2047道道宽偏差很大。设该道道宽比正常值小20%, 而其他道道宽皆为 H 。如果采用上述的移道法道宽均匀器, 若取 $M=64$, 则由(4.3.18)式, 第2047道的有效道宽为:

$$H_{eff}(2047) = H - 0.3\%H$$

可见道宽误差从原来20%减小到0.3%。大大改善了道宽一致性。

因此, 如果在移动范围内只有某一道道宽偏离正常值, 则移道法道宽均匀器使道宽偏离值减小到原来的 $1/(M+1)$ 。当 M 为64时, 减小到 $1/65$ 。所以, 一般取 M 为100到200就足够了。

由此可以推广到一般情况。如果在移道范围内只有第 i 道道宽偏离正常值 H , 设 i 为 $(1+\epsilon)H$, 则用移道法道宽均匀器后, 有效道宽成为:

$$H_{eff}(i) = \left(1 + \frac{\epsilon}{M+1}\right) H \quad (4.3.19)$$

(4.3.19)式表明, 第 i 道道宽的相对偏差减小 $1/(M+1)$ 倍。但是对于第 i 道的右边

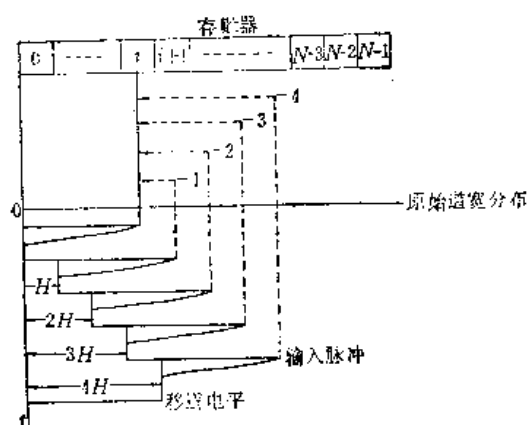


图4.3.32 移道法道宽均匀器工作原理示意图 ($M=4$)

第 $(i+1)$ 道到第 $(i+M)$ 道范围内, 各道道宽皆偏离了正常道宽 H , 由原来的 H 变为 $(1 + \frac{e}{M+1})H$, 相对偏离为 $e/(1+M)$ 。这些为 i 道参与分选的 M 个道, 在实际上决定这些道的道宽时, 包括了第 i 道的原始道宽, 因此, 道宽均匀器的作用是将其中一道道宽的偏离“分摊”到 $(M+1)$ 个道的道宽中去。

上面讨论都假设在 $(M+1)$ 道范围中只有一道道宽偏离正常值。逐次二进制比较法模数变换器的实际情况与此接近。对于其他的情况, 在 $(M+1)$ 道范围中不只是一个道道宽偏离正常值, 道宽均匀器仍然起各道道宽偏差的平均“分摊”作用。某一道道的实际道宽仍决定于从该道起 $(M+1)$ 道范围内的道宽平均值。但是, 若某一 $(M+1)$ 道范围内的道宽多数增大, 则其平均值将明显高于另一 $(M+1)$ 道范围内的平均道宽, 移道法均匀器不能消除这个差别。

实现移道的方式分为连续移道和随机移道两种。连续移道的移道电平是每输入一个脉冲增大一个道宽。连续增加下去, 直到移道电平等于 M 个道宽, 然后降到零, 再周期重复。连续移道对移道电平是周期地连续变化的, 但对某一道输入脉冲来说在它输入时可能遇到多大的移道电平却是随机的。所以不一定要采用连续移道法, 只要保持移道电平的变化范围一定, 各种移道电平都出现相同的次数, 则移道电平也可以用随机方式改变。

图4.3.33是一个采用随机移道道宽均匀器的4096道模数变换器原理图。

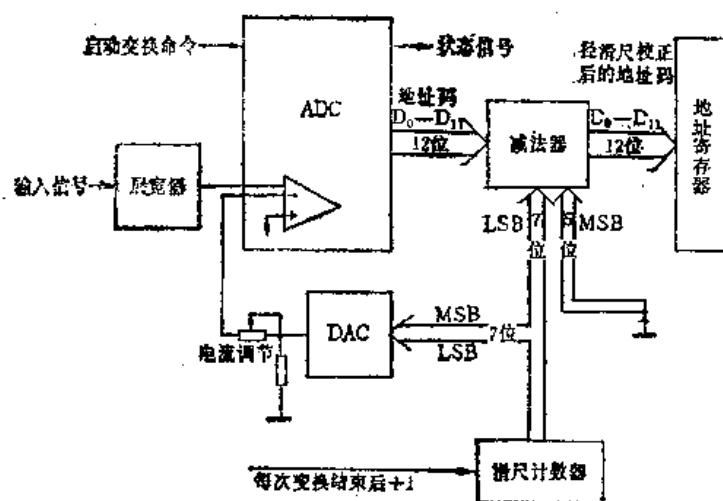


图4.3.33 用随机移道法道宽均匀器的4096道逐次比较型模数变换器原理图

采用十二位逐次比较型ADC集成片。输入信号经过展宽器, 由ADC变换成十二位地址码, 加入滑尺计数器、DAC和减法器 etc 以实现道宽均匀化。

滑尺计数器作为移道电平的数码寄存器, 取 $M=128$, 所以用7位计数器就够了。每次信号变换结束后, 滑尺计数器被触发一次, 使存数加1。移道电平数码寄存器上的二进制码由数模变换器DAC变换成模拟量, 借助于一个电流分流器接到十二位模数变换器ADC集成片的比较器输入端, 即把相应的移道电平附加到展宽器的输出上。所以输入脉冲幅度和移道电平相加后作为ADC的输入。ADC输出的十二位地址码 D_0-D_{11} 加到减法器的输入端, 滑尺计数器的7位数码接到减法器的低7位负输入端, 减法器的高位负输入端固定接零。因此, 最后减法器输出就是经过道宽均匀化后的十二位地址码 C_0-C_{11} 。滑尺计数器和DAC的连

接是交叉方式,即滑尺计数器的最高有效位(MSB)和DAC的最低有效位(LSB)相连接,所以,DAC输出的移道电平不是每输入一个脉冲增大一个道宽,周期地变化,而是以随机方式改变移道电平。

加入道宽均匀电路后的逐次比较型模数变换器微分非线性可达1%左右。

顺便指出,在采用上述方式的道宽均匀电路后,模数变换器最后 M 道,由于在移道后可能超出变换范围,不能用来实现正确的变换,因此实际使用时,将牺牲 M 道。一般 M 取得较小,所以对测量影响不大。近几年来,已有人采用双向滑尺原理的道宽均匀电路,解决了上述问题, M 值可以取得足够大,并使微分非线性进一步改善。

五、闪电型模数变换器

为了进一步提高变换速度,随着大规模集成电路技术的进步,近几年又发展了一种闪电型模数变换器,简称FADC。

闪电型模数变换实际上就是一次比较的并行转换。它的工作原理很简单,如图4.3.34所示。

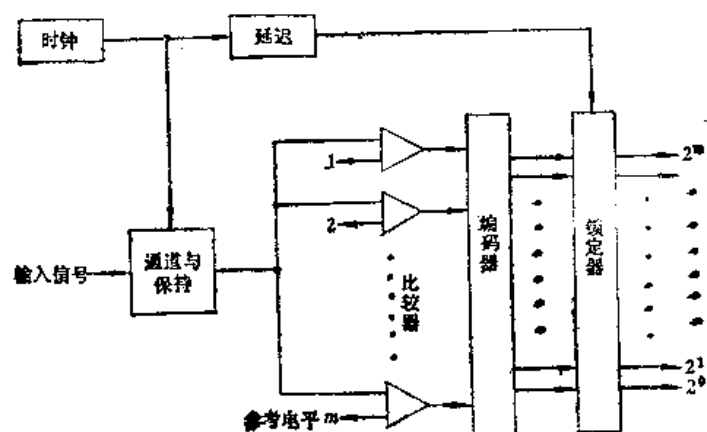


图4.3.34 闪电型模数变换器原理

这是一组并联比较器阵列,用电阻分压器把参考标准电平按 $1/2^n$ 逐个加到 2^n 个比较器上。比较器的参考电平是逐步变化的。输入信号在每个比较器中与参考电平进行比较。每个比较器的输出进行相应的编码和锁存。只要一次比较就可以得到变换结果,从而大大减小变换时间。适当地设计可使闪电型模数变换器的变换时间达到10ns左右,它的变换率达到每秒 10^7 到 2×10^8 个脉冲。

闪电型模数变换是高速数字化的重要方法,可用来对波形进行高速取样,在高能物理实验中有不少应用。但是,它的微分非线性很差,尤其在高计数率时,可达百分之几十,所以不适合于精确的能谱测量。

闪电型模数变换器的精度每增加1位,所需要的比较器就增加一倍。例如8位变换器,需要 $2^8=256$ 个比较器,9位的需要512个,10位的需要1024个比较器,显然这个数量是太大了。同时,闪电型模数变换器的性能在很大程度上还取决于这些比较器的静态、动态特性的

一致性。因此实现高精度的闪电型模数变换在技术上还有一定困难。目前闪电型模数变换器精度为 6 位—8 位，速度为 100MHz。

为了克服上述比较器数量太多的缺点，可用多阵列方法。这种方法不用一个并联比较器阵列，而是分为几个阵列。常用的是双阵列结构，其工作原理如图 4.3.35 所示。

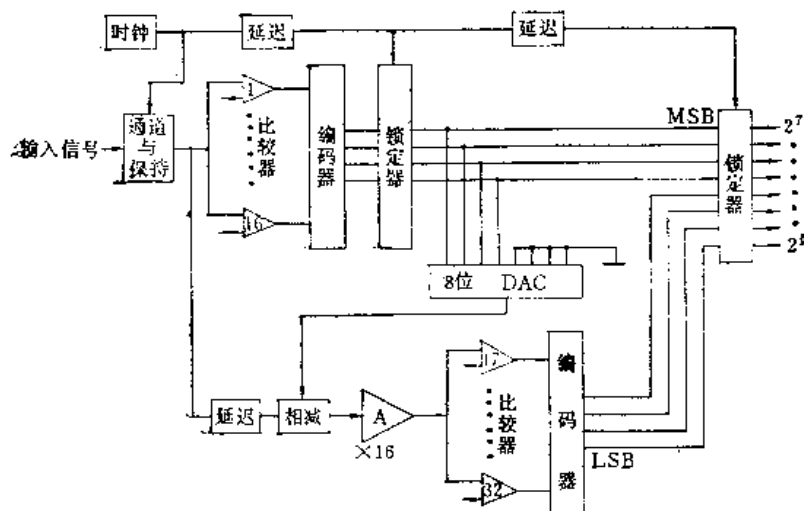


图 4.3.35 双阵列结构闪电型模数变换

在图 4.3.35 中给出了一个 8 位双阵列闪电型模数变换的原理框图。第一个阵列是 4 位闪电型变换器，它的变换结果送给一个 4 位但具有 8 位精度的 DAC 上，由 DAC 重新变为模拟量——脉冲幅度。在输入信号幅度中减掉这部分幅度，剩下的幅度经过 16 倍的放大器放大后再用第二个阵列（4 位闪电型模数变换器）进行变换。由于放大倍数和比较器的参考电平都是一定的，所以第二个阵列变换结果（4 位）就是 8 位变换数码的低 4 位部分（LSB），第一个阵列变换结果为高 4 位部分（MSB），因此，由两级阵列实现 8 位变换。图 4.3.36 是它的工作示意图。

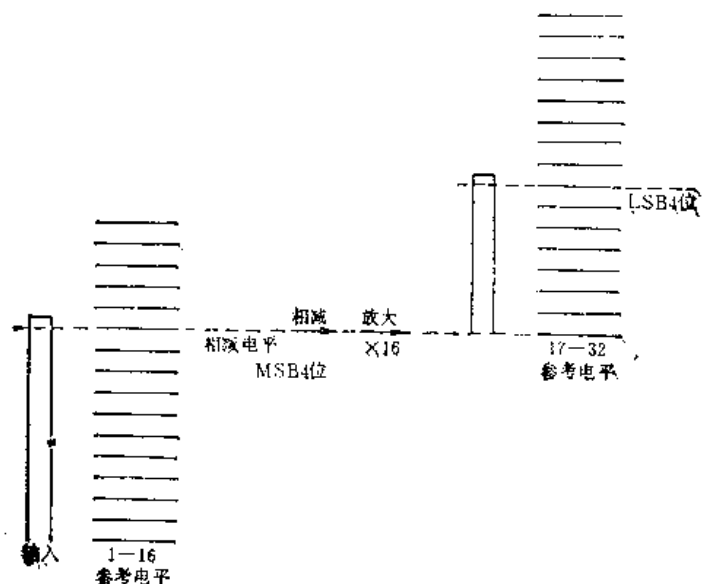


图 4.3.36 双阵列电平示意图

以上结果说明, 双阵列结构可以大大减少比较器的数量, 例如对 8 位闪电型模数变换器, 使用单阵列结构时需要 256 个比较器, 而采用双阵列结构后, 比较器减少为 32 个。

六、模数变换器的主要技术性能及其测量

前面已经介绍了模数变换器的各个技术指标及其物理意义。下面参照国际电工委员会有关文件规定进一步讨论模数变换器的主要技术指标及其测量方法。

1. 模数变换器的道宽、零点和积分非线性

幅度响应是模数变换器的一个基本特性。从模数变换器的幅度响应可以求得变换系数(道宽)、零点和积分非线性。

测定模数变换器的幅度响应的关键在于精确地确定幅度 A_i 及其相应的道址 m_i 。但是由于模数变换器所变换的信号是在某个道宽大小内的脉冲幅度, 所以显然存在一个道宽大小的误差, 如图 4.3.37 所示。从图可见, 相差一个道宽 H 内的不同幅度的信号都变换成数字 m_i 。

通常有两种测量幅度响应的方法:

(1) 道边界法

以道址 m_i 为自变量测定对应的信号幅度 A_i 。一般以各道的下边界作为该道道址 m_i 所对应的 A_i , 测得数据就是模数变换特性 $m=f(A)$ 的结果。

实际的道边界存在噪声、电源电压抖动等随机干扰, 所以道边界是涨落的。如果把信号幅度正好调到处在第 m_i 道的下边界的平均值位置上, 则此信号进入第 $(m_i - 1)$ 道和第 m_i 道的概率相等。当输入等幅度脉冲序列时, 可以看到模数变换器输出的地址码约一半为 $(m_i - 1)$, 另一半为 m_i 。设法在显示设备上显示道址, 则可看到显示 $(m_i - 1)$ 和 m_i 的机会相等, 它们最后一位道址数据将以同样亮度出现。在用多道分析器进行幅度分析测量时, $(m_i - 1)$ 和 m_i 两道的计数以同样的速度被记录, 在显示设备上的两道光点也以同样的速度上升。

道边界法要求输入脉冲发生器具有低噪声和极稳定的性能, 其幅度晃动应比所测道宽小一个数量级。另外, 为了不影响测量精度, 脉冲发生器的频率应低于模数变换器最高输入频率的百分之一。脉冲发生器的时间参量也要符合模数变换器的要求。这种方法的测试方框图如图 4.3.38 所示。

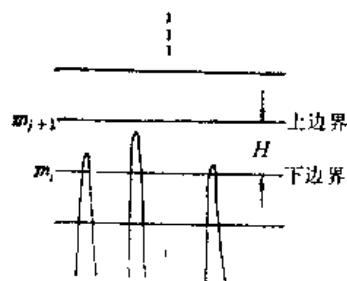


图 4.3.37 模数变换器输入幅度和数字的关系

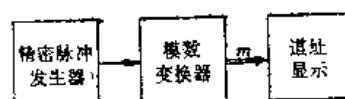


图 4.3.38 简单的模数变换器幅度响应测量方法

上述测量方法也可用来测定模数变换器的最小可测脉冲幅度和最大可测脉冲幅度。要注意, 前者所测的是道的下边界, 而后者所测的是模数变换器的上边界。

(2) 峰位法

以信号幅度 A_i 为自变量测定对应的道址 m_i 。这是国际电工委员会(IEC)推荐的一种测试方法。其原理是：在脉冲发生器输出脉冲上叠加上一一定幅度的白噪声，使得幅度具有一个分布。这样的脉冲送到模数变换器中就会进入模数变换器的若干道中，从而使输出数字同样具有一个分布，分布的峰位置就是要测量的道址 m_i 。当输入幅度稍有变化时，峰位就会产生变化，就能较精确地确定幅度和道址之间的关系。图4.3.39就是峰位法测量装置图。

在图4.3.39中，精密脉冲幅度发生器的频率同样不要超过模数变换器最高输入频率的百分之一，时间参数也要符合模数变换器的要求。白噪声发生器的频带为几周到几兆周，输出电压从几毫伏到几伏范围可调。噪声统计参数的稳定性误差应不明显影响峰的形状。线性混合器的频带宽度同样要求能覆盖几周到几兆周，而且其传输系数的非线性和稳定性误差对被测参数的误差没有影响。

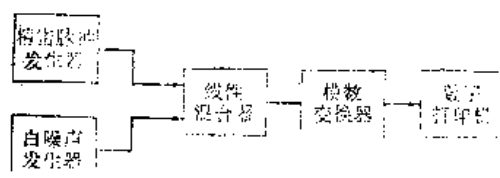


图4.3.39 模数变换器的道宽、零点和积分非线性的峰位测量法

测量时应该得到对称的峰形。峰的宽度应该使得 $0.1N'_{max}$ 之间有十道左右（ N'_{max} 为峰内的最高的道计数）。脉冲幅度 A_P 对应道数为 m_P 。测得的峰如图4.3.40中的(a)所示。

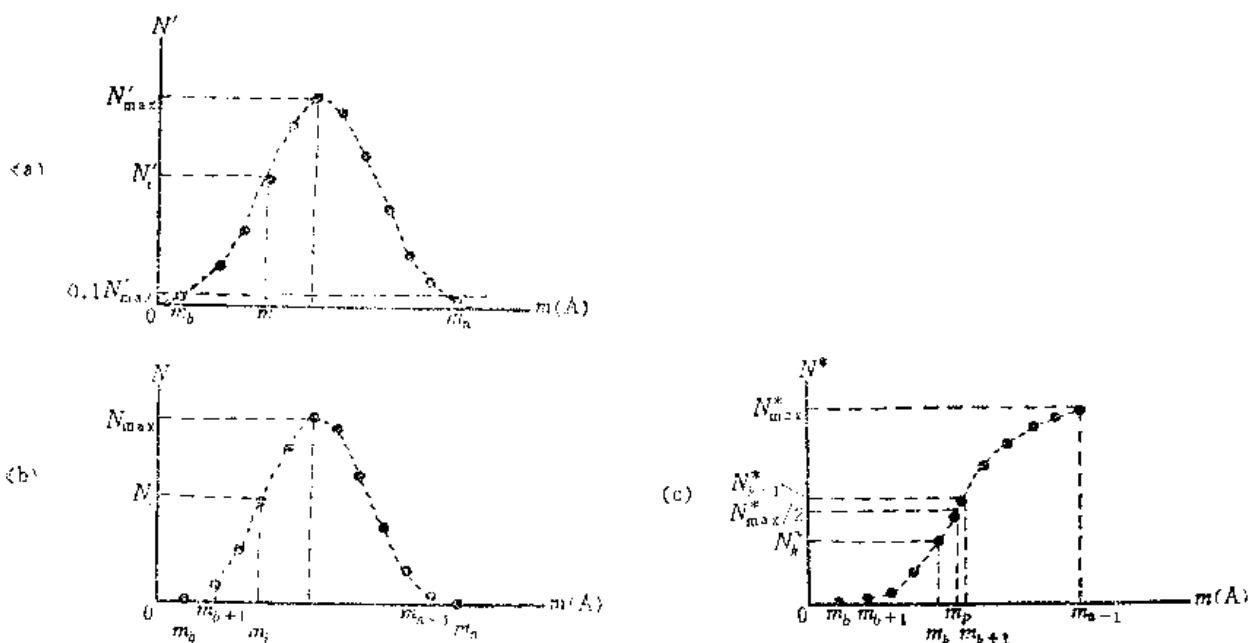


图4.3.40 峰位计算方法

- (a) m_b 和 m_k 的确定 (b) m_{b+1} 到 m_{k-1} 道的计数
(c) 峰位 m_P 的确定

在 $0.1A_{max}$ 附近的低端部分(A_{P0}, m_{P0})及 $0.9A_{max}$ 附近的高端部分(A_{P0}, m_{P0})作两次测量。

为了得到道宽、零点和积分非线性，对以上所测数据要作不同的处理。

1) 道宽H

道宽是幅度响应的斜率。道宽H由连接两个测量点(A_{P0}, m_{P0})和(A_{P0}, m_{P0})的直线

的斜率确定。计算公式为:

$$H = \frac{A_{Pe} - A_{Po}}{m_{Pe} - m_{Po}} \quad (4.3.20)$$

为了确定峰的确切位置, 用线性内插法先确定峰的左边和右边计数刚好低于 $0.1N'_{max}$ 处所对应的道数 m_b 和 m_k , 见图4.3.40 (a)。

从 m_{b+1} 道起至 m_{k-1} 道为止 (见图4.3.40 (b)), 每道计数 N_i 为:

$$N_i = N'_i - 0.1N'_{max}$$

在 m_b 和 m_k 之间, 每道计数都用所有比它低的各道计数和代替。则 m_i 道计数 N_i^* 为:

$$N_i^* = \sum_{z=b+1}^i N_z \quad (b < i < k) \quad (4.3.21)$$

最大求和数 $N^*_{max} = N^*_{k-1}$ 对应于 m_{k-1} 道。峰位 m_p 对应于纵坐标为 $0.5N^*_{max}$ 那点的横坐标再加0.5道, 如图4.3.40 (c) 所示。所以 m_p 为:

$$m_p = m_k + 0.5 + \frac{N^*_{M/2} - N^*_k}{N^*_{k+1} - N^*_k} \quad (4.3.21)$$

上式中 $N^*_{M/2} = 0.5N^*_{max}$ 。 m_k 和 m_{k+1} 分别为 $N^*_k < N^*_{M/2}$ 与 $N^*_k > N^*_{M/2}$ 处的道数, m 与 m_{k+1} 之差为1。

用上述方法还可测得道宽的稳定性误差, 包括长时间工作稳定性、温度稳定性等。道宽的长时间稳定性由下式给出:

$$\pm \frac{\left| H_i - \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n H_j \right|}{\frac{1}{n} \sum_{j=1}^n H_j} \times 100\% \quad (4.3.22)$$

其中, H_i 为模数变换器连续工作时各个道宽 H_j 和平均值的差值的绝对值为最大时所测得的道宽值, n 为测量次数 ($n > 10$)。

温度变化引起道宽不稳定由下式表示:

$$\frac{|H_t - H'|}{\Delta t} \times 100\% \quad (4.3.23)$$

式中, Δt 为温度变化, H_t 是在最大温度下所测的道宽值, H' 为温度未变时的道宽值。

道宽不稳定将会引起能谱形状的变化。一般说, 影响峰位主要在高道址上, 例如, 一个8192道模数变换器中, 道宽 H 为1 mV, 变化为0.01%。则100道处峰位变化为0.01道, 而8000道处峰位变化为0.8道, 高道址处的影响比低道址处要大得多。

2) 零点 a_0

零点是幅度响应的截距。由所测数据 (A_{Po}, m_{Po}) 和 (A_{Pe}, m_{Pe}) 可以得到零点 a_0 :

$$a_0 = \frac{A_{Po}m_{Pe} - A_{Pe}m_{Po}}{m_{Pe} - m_{Po}} \quad (4.3.24)$$

零点 a_0 的定义如图4.3.41中所示。

零点的稳定性误差由下式决定:

$$\pm \left| a_{0i} - \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n a_{0j} \right| \dots \quad (4.3.25)$$

上式中,当模数变换器连续工作时,各零点值和平均值的差值的绝对值为最大时所测的零点值为 a_{0i} 。

零点的温度误差由下式决定:

$$\pm \frac{|a_{0i} - a_0|}{\Delta t} \dots \quad (4.3.26)$$

上式中 a_{0i} 是差值绝对值在最大温度下所测的零点值, Δt 为温度变化值。

零点的不稳定性会引起能谱峰位的移动。它对低道址的峰位影响相对地较大,例如,若 a_0 变化为0.2mV, H 为1mV,则对低道址100道处峰位移动为0.2道,但对高道址8000道处峰位移动仍然为0.2道。

3) 积分非线性

积分非线性的测量结果如图4.3.42中所示。

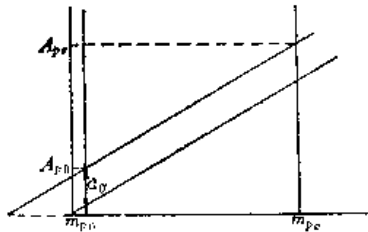


图4.3.41 模数变换器的零点

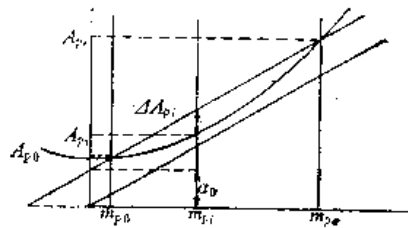


图4.3.42 模数变换器的积分非线性

一般要求所测数据有10点—20点,其中必须包括 (A_{p0}, m_{p0}) 和 (A_{pe}, m_{pe}) 两点在内。

按(4.3.21)式算出每个峰位。由图4.3.42则可算出测量值和理想幅度响应之间的偏差 ΔA_{pi} :

$$\Delta A_{pi} = A_{pi} - \left[\frac{A_{pe} - A_{p0}}{m_{pe} - m_{p0}} m_{pi} + \frac{A_{p0} m_{pe} - A_{pe} m_{p0}}{m_{pe} - m_{p0}} \right]$$

式中,方括弧内为理想幅度响应值,即 $(Hm_{pi} + a_0)$,其中 H 由(4.3.20)式决定, a_0 由(4.3.24)式决定。由上式则可计算积分非线性INL为:

$$\text{INL} = \pm \frac{|\Delta A_{pi}|_{\max}}{A_{\max}} \times 100\% \quad (4.3.27)$$

其中 $|\Delta A_{pi}|_{\max}$ 为绝对值的最大差值。

积分非线性的温度变化由下式计算:

$$\pm \frac{|\text{INL}_t - \text{INL}|_{\max}}{\Delta t} \% / ^\circ\text{C} \quad (4.3.28)$$

上式中 INL_t 为最大温度下偏差的绝对值。

计算积分非线性的更精确方法可以用最小二乘法得到最佳拟合直线。这时,设幅度-数字变换特性为 $m(A)$,实际测量的曲线为 $m=L(A)$,如图4.3.43(a)所示。

由最小二乘法,可得最佳拟合直线:

$$m = PA + m_0$$

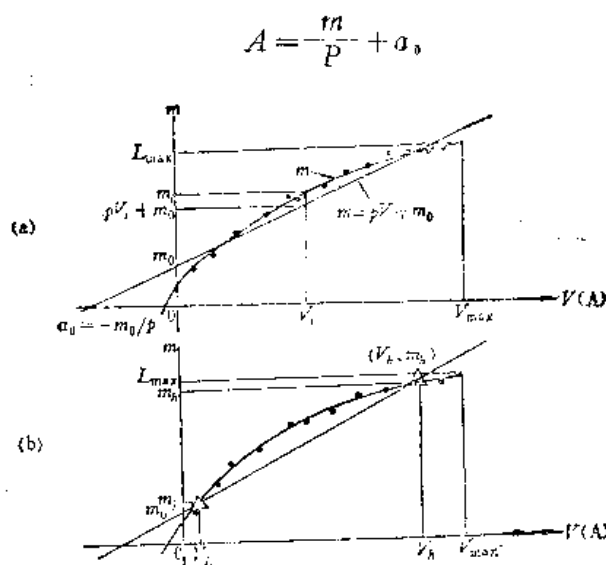


图4.3.43 模数变换器积分非线性计算
(a) 最小二乘法拟合 (b) 近似方法

设实测 N 个点, 则可得:

$$P = \frac{N \sum m_i A_i - \sum A_i \sum m_i}{N \sum A_i^2 - (\sum A_i)^2}$$

$$m_0 = \frac{1}{N} (\sum m_i - P \sum A_i)$$

$$a_0 = -\frac{m_0}{P} = -\frac{1}{N} (\sum A_i - \frac{1}{P} \sum m_i)$$

由此可得到积分非线性为:

$$\frac{\pm |m_i - (PA_i + m_0)|_{\max}}{L_{\max}} \cdot 100\% \quad (4.3.29)$$

或由下式给出:

$$\frac{\pm |A_i - (\frac{m_i}{P} + a_0)|_{\max}}{A_{\max}} \cdot 100\% \quad (4.3.30)$$

为了简便, 实际工作中往往用近似方法计算, 如图4.3.43 (b) 所示。在实测曲线中, 在 $0.1L_{\max}$ 与 $0.9L_{\max}$ 处取两点 (A_L, m_L) 和 (A_h, m_h) , 连接此两点作拟合直线, 直线的零点和斜率为:

$$P = \frac{m_h - m_L}{A_h - A_L}$$

$$m_0 = m_L - PA = \frac{A_h m_L - A_L m_h}{A_h - A_L}$$

$$a_0 = -\frac{m_0}{P} = -\frac{A_L m_h - A_h m_L}{m_h - m_L}$$

同样可由 (4.3.29) 式或 (4.3.30) 式求得积分非线性。当然这种近似方法算得的积分非线性要比最小二乘法计算的大一点, 但却简便多了。

2. 模数变换器的微分非线性

模数变换器的微分非线性指各道道宽偏离平均值的程度。图4.3.44是其示意图。

各道道宽是一个统计分布， H 是其平均道宽。

为了测定各道道宽是否一致，利用脉冲幅度概率密度为常数的信号来进行测量，即所谓“白谱”信号。这种信号经过幅度数字变换后，在各道的计数就反映出道宽的均匀性。理想情况下，各道道宽一致，则各道的计数相同，为一条水平直线。实际上得到的各道计数不相等，反映出各道道宽不一致，由此可算出微分非线性的大小。

通常用周期性滑移脉冲发生器产生幅度线性变化的脉冲序列作为“白谱”信号。图4.3.45中的(a)和(b)是滑移脉冲发生器所产生的两种典型波形。

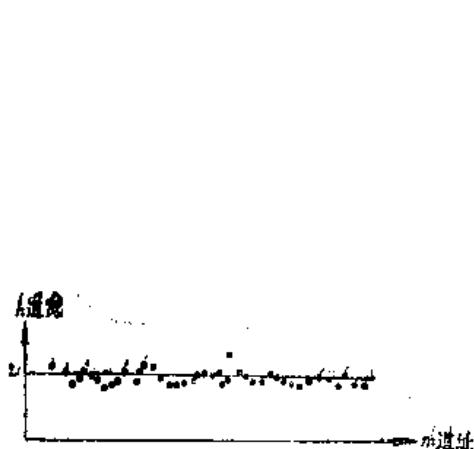


图4.3.44 模数变换器的各道道宽分布

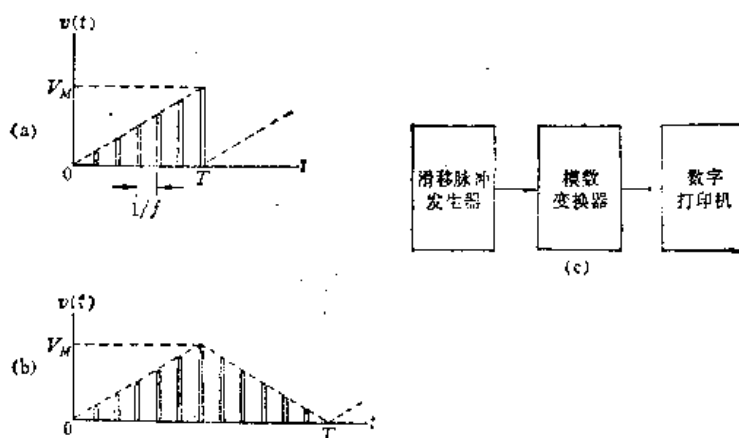


图4.3.45 滑移脉冲发生器的波形

在图4.3.45(c)中给出用周期性滑移脉冲发生器测量模数变换器微分非线性的装置图。显然，要求滑移脉冲发生器本身的幅度分布不均匀性和不稳定性对模数变换器微分非线性的影响应该可以忽略。

设滑移脉冲发生器输出脉冲的周期为 T ，脉冲重复频率为 f ，斜波最大值为 V_M ，则单位幅度间隔内的脉冲数 dN/dV ，对图4.3.45中的(a)和(b)脉冲序列分别为：

$$\frac{dN}{dV} = \frac{fT}{V_M} \text{ 或 } \frac{dN}{dV} = \frac{fT}{2V_M} \quad (4.3.31)$$

式中 T 、 f 、 V_M 皆为常数，所以 dN/dV 为常数。滑移脉冲序列输到模数变换器时，进入第 i 道脉冲数由第 i 道道宽 h_i 决定。设平均道宽为 H ，微分非线性DNL定义为：

$$DNL = \frac{\pm |h_i - H| \dots}{H} \times 100\% \quad (4.3.32)$$

设滑移脉冲序列每通过一次第 i 道，进入该道脉冲数为 ΔN_i ，则滑移脉冲多次经历各道，使各道计数增加，各道计数 N_i 和各道道宽 h_i 成正比。则：

$$\Delta N_i = \frac{dN}{dV} \cdot h_i$$

由此可以用各道计数的相对偏差来确定各道道宽的相对偏差，则：

$$DNL = \frac{\pm |N_i - \bar{N}| \dots}{\bar{N}} \times 100\% \quad (4.3.33)$$

其中 $\bar{N} = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m N_i$ 为道计数的平均值, m 为所测的道数。

模数变换器微分非线性的测量结果如图4.3.46所示。

温度变化引起微分非线性的变化, 它由下式决定:

$$\pm \frac{|DNL_i - DNL_j| \dots}{\Delta t} \times \% / ^\circ \text{C} \quad (4.3.34)$$

式中, DNL_i 为所规定温度范围内的最大值。

在以上测量中, 应使每道计数具有良好的统计精度, 即 N_i 要足够大。例如若要统计误差小于1%, 则 N_i 要大于 10^4 ; 统计误差小于0.1%, 则 N_i 要大于 10^6 。但是滑移脉冲发生器的重复频率有限 (例如为10kHz), 因此, 对于高道数的模数变换器, 测量微分非线性需要很长的时间, 通常不作全量程测量, 而只是在部分道址范围抽样测量。

在实际测量中, 模数变换器接受的却是随机性脉冲, 为了直接了解道宽偏差对于随机性脉冲测量的影响, 可用随机性滑移脉冲进行测定。随机滑移脉冲发生器的脉冲序列不是周期性的, 而是随机的 (基本上是泊松分布), 所以各道计数平均值为 $\bar{N}$ 时, 标准偏差为 $\sqrt{N}$ 。大于此标准偏差的就是道宽不均匀及涨落的影响。

用随机滑移脉冲来测量微分非线性比用周期滑移脉冲接近实际情况, 但仍与实测核辐射能谱的情况不同。为了更直接表明模数变换器微分非线性对实测能谱的影响, 还可以用直接测量一段较平直部分的能谱, 给出各道计数是否偏离相对标准偏差 $\pm 1/\sqrt{\bar{N}}$, 估计道宽微分非线性 (及其涨落) 的影响。图4.3.47中的(a)和(b)给出这种直接测能谱估计微分非线性影响的实例。

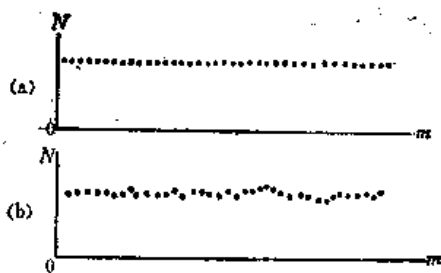


图4.3.46 模数变换器微分非线性测量结果

- (a) 理想的微分非线性
(b) 实际的微分非线性

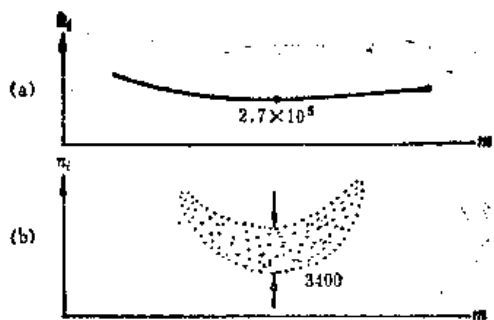


图4.3.47 直接从能谱中估计微分非线性影响

- (a) 所测的平直能谱
(b) 所测的偏差

图4.3.47(a)是所测的平直能谱部分, 平均计数 $\bar{N}$ 为 2.7×10^5 , 则相对标准误差应为0.19%。图4.3.47(b)给出实测计数偏差 ΔN , 约为3400 (约 $\pm 3\sigma_N$), 则 σ_N 为567, 实测相对标准误差 $\sigma_N/\bar{N}$ 为0.21%, 它与0.19%相差不大。由此可以估算微分非线性在 10^{-3} 量级, 对能谱测量影响不大。

3. 计数率特性

模数变换器的计数率特性反映了输入计数率增高时模数变换器特性的变化。通常用所测

能谱的峰位移动和分辨率变坏来衡量。

图4.3.48是测量计数率特性的方框图。

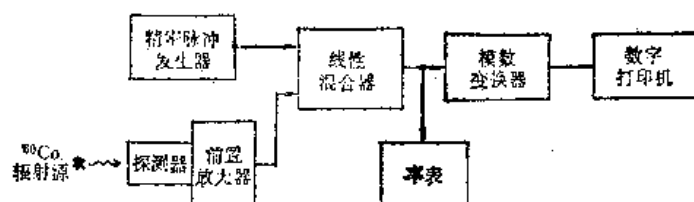


图4.3.48 模数转换器计数率特性测量框图

在图4.3.48中，探测器输出信号和精密脉冲发生器输出脉冲经线性混合器混合后输到模数转换器。探测器输出信号计数率可用移动放射源位置等方法改变之。

先测量模数转换器的高道数，使探测器输出信号计数率为模数转换器最大计数率 n_{max} 的百分之一，调整至 ^{60}Co 的1.33MeV光电峰处于模数转换器的最大道数的65%—75%中的某一道上，而精密脉冲发生器输出脉冲分布最大值处在模数转换器的85%—95%中的某一道。此后，探测器输出信号计数率为模数转换器最高计数率 n_{max} ，再测量计数率变化对峰的影响。

然后，再测量模数转换器的低道数。让光电峰处于模数转换器的5%—15%中的某一道，脉冲发生器输出脉冲的峰要高一些。同样测量计数率从 $0.01 n_{max}$ 变到 n_{max} 时峰的变化。

精密脉冲发生器的峰位由 (4.3.21) 式确定。低道峰位 m_{p0} ，高道峰位 m_{pe} 在低计数率 $0.01 n_{max}$ 时各为 m'_{p0} 和 m'_{pe} ，高计数率 n_{max} 时为 m''_{p0} 和 m''_{pe} 。则峰位偏移为：

$$\begin{aligned} \text{低道: } & \pm |m'_{p0} - m''_{p0}| \\ \text{高道: } & \pm |m'_{pe} - m''_{pe}| \end{aligned} \quad (4.3.35)$$

峰的半高宽由 σ'_{s0} (低道) 和 σ'_{se} (高道) 变成 σ''_{s0} 和 σ''_{se} 。所以变化为：

$$\begin{aligned} \text{低道: } & \left[(\sigma''_{s0})^2 - (\sigma'_{s0})^2 \right]^{\frac{1}{2}} \\ \text{高道: } & \left[(\sigma''_{se})^2 - (\sigma'_{se})^2 \right]^{\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (4.3.36)$$

计数率特性另一种测量方法如图4.3.49所示。

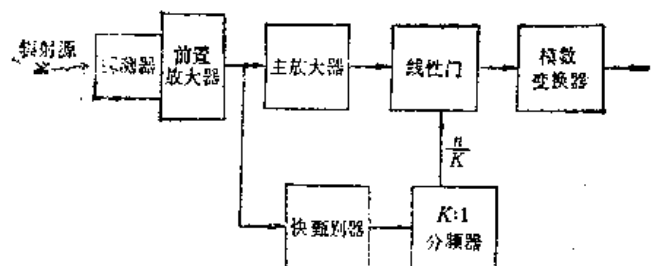


图4.3.49 计数率特性测量方法

这种方法利用分频系数 K 可调的分频器和线性门，使计数率可调。

如果不用辐射源而直接用脉冲发生器，则要求脉冲发生器在频率变化时脉冲幅度保持恒定不变。

一般说来,在整个能谱测量系统中,由计数率变化引起峰位移动和分辨变坏的主要因素是放大器。在计数率高时,放大器产生的脉冲堆积和基线漂移较严重,而模数变换器中的直流耦合其影响程度要比放大器小。在实际系统中要研究的主要是放大器的计数率特性问题。如果要测定模数变换器本身的计数率特性就要求接在它前面的电路有比它更好的计数率特性,这通常是很难做到的。

4. 道剖面

道剖面又称道轮廓,这是反映道边界统计涨落大小的一个技术指标。实际模数变换的道边界由于噪声、电源电压涨落等而存在统计涨落,因此道边界不是一个恒定不变的边界线。

图4.3.50(a)是道边界没有统计涨落时情况, m 道和 $m+1$ 道的边界是不变的。图4.3.50(b)是道边界存在统计涨落时的情况, m 道边界和 $m+1$ 道的边界都存在统计涨落的情况。

假设道边界的这种统计分布是高斯分布,则道宽同样是一个高斯分布。设分布为 $P(m, V)$ 。显然,对于恒定边界的情况有:

$$P(m, V) = 1$$

即只要输入脉冲幅度 V 进入第 m 道(在 m 道的两个道边界之间),则完全被纪录;否则完全不被纪录。如图4.3.51(a)所示。

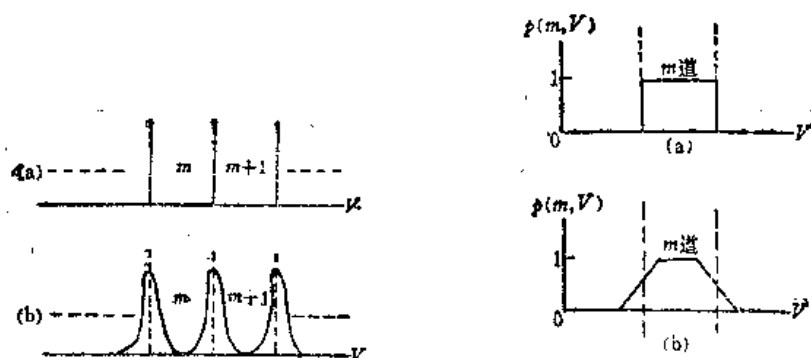


图4.3.50 道边界
(a) 恒定边界 (b) 边界统计涨落

图4.3.51 道剖面
(a) 恒定道边界 (b) 统计涨落道边界

但是,对于存在统计涨落的道边界情况则不同, $P(m, V)$ 在道边界处产生分布,即输入脉冲幅度处在第 m 道的两个边界附近时,可能被纪录,也可能不纪录,从而形成一个分布,如图4.3.51(b)所示。这个分布反映出道轮廓或道剖面的形状。

道剖面的平坦部分所占的比例也用来衡量模数变换器道宽的性能。若平坦部分所占比例很小,例如小于30%,则可见道宽统计涨落很大。这将在分析能谱时,使各道计数有附加的涨落。

通常要求道剖面平坦部分大致有60%左右,这样可以使道宽涨落引起的统计误差小于核辐射计数本身的统计误差。较好的模数变换器其道剖面平坦部分要占90%以上。

考虑到在测量模数变换器和其它信号处理电路主要技术指标时要用到一些特殊要求的测量仪器,如滑移脉冲发生器、精密脉冲发生器等,现作一简单介绍。

1) 滑移脉冲发生器

滑移脉冲发生器产生“白谱”脉冲信号,提供幅度线性变化的脉冲系列。它主要用于测量模数变换器(多道脉冲幅度分析器)的微分非线性、积分非线性、道漂移等技术指标。滑移脉冲发生器的构成和波形如图4.3.52(a)、(b)、(c)所示。

滑移脉冲发生器包括斜坡发生器、采样脉冲发生器和采样线性门三部分组成。斜坡发生器产生脉冲幅度线性变化的斜坡电压 v_1 (它可以是直线上升的斜坡, 也可以是直线上升、下降的三角形斜坡), 由采样脉冲发生器输出脉冲 v_2 控制采样线性门, 输出幅度线性变化的脉冲系列。可以看到输出信号幅度从小到大或从大到小地变化, 就如同滑移调节幅度的电位器一样。

通常斜坡最大幅度 V_m 为 10 伏, 周期 T 为几秒到几百秒, 采样脉冲频率 f 为几千赫到几千赫。由 (4.3.31) 式, 则每伏脉冲数为 $10^2 \sim 10^6$ (个/伏)。

滑移脉冲发生器本身的非线性主要决定于斜坡电压的性能。斜坡发生器通常由电源 E 和有源积分器组成, 如图 4.3.53 所示。

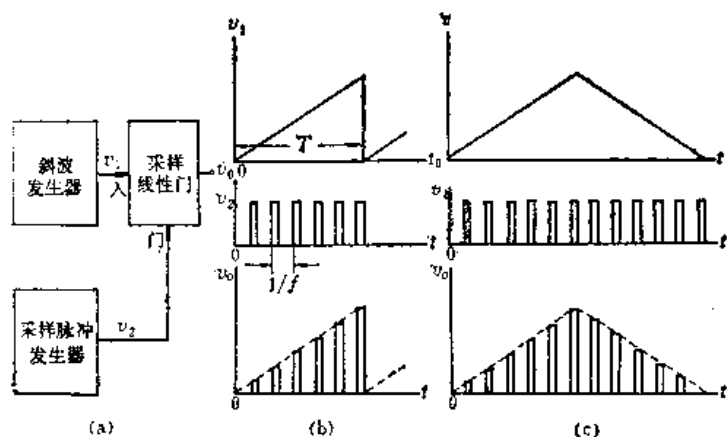


图 4.3.52 滑移脉冲发生器的结构 (a) 及波形 (b)、(c)

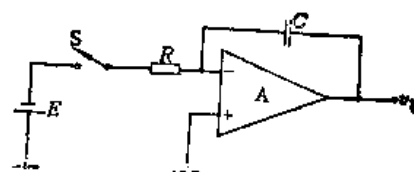


图 4.3.53 斜坡电压发生器输出斜坡电压 $v_1(t)$ 为:

$$v_1(t) = -AE(1 - e^{-RC(1+A)t})$$

设周期为 T , 则由上式可得斜坡斜率的非线性 ϵ 为:

$$\epsilon = \frac{T}{2RC(1+A)}$$

因此, 只要 $A \gg 1$, 输入电阻很大, 则其非线性可以很小。

图 4.3.54 是一个实际滑移脉冲发生器的原理框图。

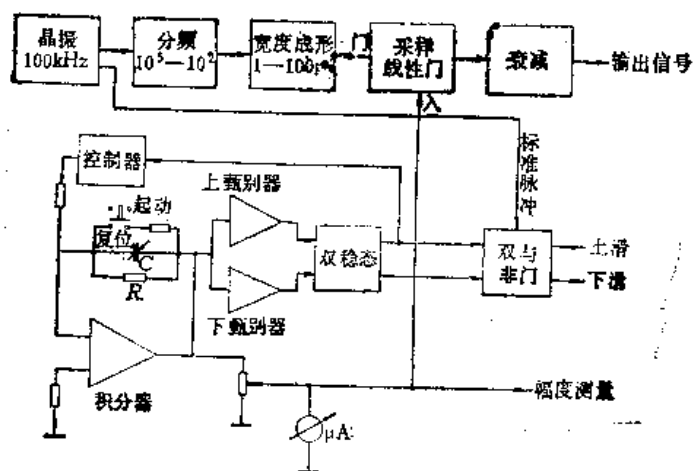


图 4.3.54 实际滑移脉冲发生器原理框图

上、下甄别器限制斜波的上、下限。双稳态、与非门和控制器使积分器输出波形为三角形斜波。由晶振、分频和宽度成形电路获得一定频率的采样脉冲，控制采样线性门的开门，三角形斜波电压经过采样线性门，输出滑移脉冲系列。输出波形如图5.3.52(c)所示。

此发生器的滑移周期可以达到100秒，非线性小于0.25%，输出脉冲幅度为1毫伏到10.1伏，重复频率为100千赫到50赫。

2) 精密脉冲发生器

精密脉冲发生器是模数变换器和其它信号处理电路性能测试不可缺少的仪器。

实际能谱测量系统包含各种部件，如电荷灵敏前置放大器、谱仪放大器、单道分析器、模数变换器及多道脉冲幅度分析器等。各个部件测试有不同要求，如线性、稳定性、噪声特性、双脉冲分辨时间等。所以对测试脉冲发生器的具体要求是各种各样的，例如，要求输出脉冲参量可变，脉冲幅度大范围可变，有衰减器，有刻度标定的归一化控制，脉冲重复率可变，脉冲上升时间及下降时间可变，高度稳定性等等。若所测积分非线性好于0.2%，则发生器积分非线性要比此非线性小得多，而且要有足够小的变化增量。若所测参量的稳定性很高，则发生器的稳定性要更高才行。总之，供测试用的精密发生器要有足够高的性能指标。但是，不可能要求一个脉冲发生器满足各种测量要求，实际上是做成各种精密脉冲发生器供测试时选用。

(1) 水银开关精密脉冲发生器

利用电子器件不能得到理想的开关特性，通常选用水银开关做成精密、稳定的测试脉冲发生器。

水银开关（水银继电器）是一个充满高压保护气体的玻璃管，如图4.3.55所示。管中有一个玻莫合金做成的舌簧片，片上有很多小槽。由于小槽的毛细管作用，水银上升到簧片两边，两个触点也为水银湿润。当旁边线圈中有交变电流通过时，簧片在线圈的磁场作用下振动使开关接通与断开。水银润接点的接触电阻很小，断开时绝缘电阻很大，更重要的是由于水银的作用，开关的断开与接通是“一次性”的，不会产生抖动现象，可以保证输出电压稳定。

水银开关脉冲发生器的电路和工作波形如图4.3.56所示。

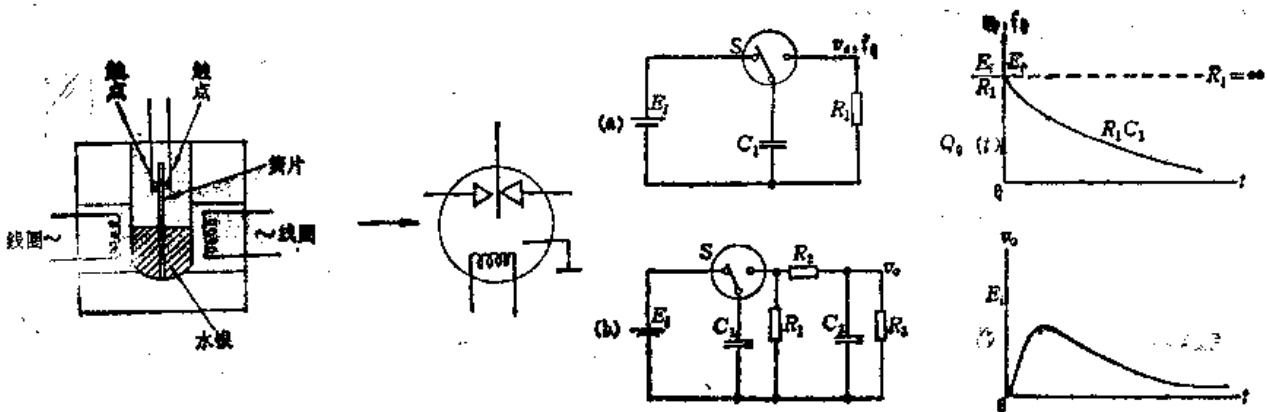


图4.3.55 水银开关结构示意图

图4.3.56 水银开关脉冲发生器电路及工作波形

(a) 指数形脉冲

(b) 准高斯形脉冲

图4.3.56(a) 是指数形脉冲发生器。当开关S接通电源电压 E_1 后，电容 C_1 上充电荷 $Q=$

$C_1 E_1$ 。当开关 S 转接输出端时,若 R_1 为无穷大,则输出信号为:

$$i_o = Q_o \delta(t)$$

$$v_o = E_1 \cdot 1(t)$$

$$Q_o = C_1 E_1$$

若 R_1 为有限值,则输出 $i_o(t)$ 和 $v_o(t)$ 为一个指数下降脉冲,时间常数为 $R_1 C_1$ 。

图4.3.56(b)给出准高斯水银开关脉冲发生器的电路及其输出波形。输出脉冲 $v_o(t)$ 为:

$$v_o(t) = k E_o (e^{-S_1 t} - e^{-S_2 t})$$

上式中 K_1 、 S_1 、 S_2 与 C_1 、 C_2 、 R_1 、 R_2 、 R_3 的值有关。 $v_o(t)$ 的上升时间主要由 $R_2 C_2$ 决定,下降时间主要由 $R_1 C_1$ 决定。

水银开关脉冲发生器的积分非线性极佳,可达20ppm(即 20×10^{-6}),稳定性极好,温度稳定性可达10ppm/°C。所以它适用于测定高分辨率核电子仪器的性能。下面介绍三种常见的水银开关脉冲发生器的性能及其应用范围。

① 模拟脉冲发生器

这种发生器输出脉冲形状为指数形脉冲,即模拟探测器输出或电荷灵敏前置放大器输出。它主要用于前置放大器和主放大器的噪声及线性测量,脉冲幅度分析器的刻度标定,整个谱仪系统的稳定性测量和检查整个系统的工作状况等。

它的幅度范围为0V—±10V,用衰减器和精密十圈电位器调节;上升时间不变,为≤10ns;下降时间可变,为1ms—100ms;脉冲频率为市电频率;幅度稳定≤50ppm/°C和≤0.05%/24h;积分非线性≤0.25%。

② 模拟谱脉冲发生器

这种发生器的输出脉冲有固定的幅度,在幅度上叠加有噪声,噪声大小可以调节。它被输到前置放大器和放大器等部件中,用来检查能谱测量系统的分辨率及系统的噪声,放大器的计数率特性(如堆积效应、基线偏移)等。

它的幅度如固定+4V,噪声可调2.5mV—250mV;上升时间固定100ns,下降时间可变20ms—400ms;脉冲频率为市电频率或高几倍。

③ 模数变换器及多道分析器测试脉冲发生器

这种发生器的输出脉冲形状为模拟谱仪放大器输出的准高斯形,输出幅度精度很高。把它输到单道脉冲幅度分析器、模数变换器和多道脉冲幅度分析器中,用于道剖面测定,计数率偏移和涨落的测定,变换系数及零点偏移的测量,线性测试和一般故障检查。

输出幅度用二进制梯形衰减器衰减,精度达0.005%,输出分三挡(±0V—±10V, ±0V—±200mV, +3.5V);上升时间可变(0.5μs, 1μs, 2μs, 5μs);下降时间为50μs;脉冲频率为市电频率;幅度稳定≤50ppm/°C;积分非线性为1/8192。

(2) 电子开关精密脉冲发生器

水银开关脉冲发生器具有信号特别稳定、上升快、噪声小等优点,但是,水银开关是一种机械开关,脉冲信号的重复频率不高,大多为市电频率(50赫或60赫),最高为几百赫,这样低的重复频率对于某些要求计数率较高的性能测试就无法进行,如计数率过载实验。通常可采用电子开关,但必须克服一般电子开关导通电阻大、不稳定等缺点,做成精密电子开关。电子开关精密脉冲发生器电路原理和前面水银开关脉冲发生器相类似,只是用电子开关

代替水银开关，其原理框图如图4.3.57所示。

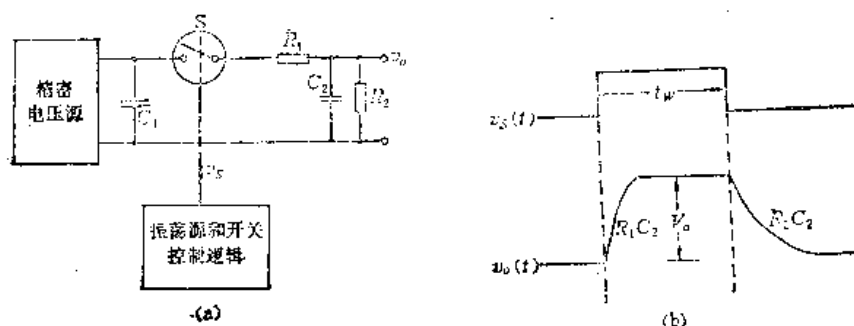


图4.3.57 电子开关脉冲发生器工作原理
(a) 原理方框图 (b) 工作波形

电子开关S由控制信号 $v_s(t)$ 控制。当电子开关S断开时，精密电压源给大电容 C_1 充电到 V_o ， V_o 可变，由精密电压源供给。当 $v_s(t)$ 在时间间隔 t_w 时，电子开关闭合，电容 C_1 上的电压 V_o 通过电阻 R_1 (50Ω) 送到输出端，即向电容 C_2 充电，为 $v_o(t)$ 。所以 $v_o(t)$ 的前沿由时间常数 $R_1 C_1$ 决定。当 $v_s(t)$ 在 t_w 后又断开电子开关S时， $v_o(t)$ 通过电阻 R_2 放电，放电时间常数为 $R_2 C_2$ 。 $v_s(t)$ 和 $v_o(t)$ 的波形如图4.3.57(b) 所示。

电子开关S由两个晶体三极管 T_1 和 T_2 组成。 T_1 和 T_2 由 v_s 控制，当 T_1 闭合、 T_2 断开时，电压源向电容C充电。当 T_1 断开、 T_2 闭合时，电容C上电压通过 T_2 输出，用这种电子开关做成的脉冲发生器，重复频率可达到 10^8Hz ，而且稳定性也可以很高。

习题与思考题

4.1 在图4.1.3的集成电路脉冲幅度甄别器中，若 $V_H=0\text{V}$ ， $V_L=-2.6\text{V}$ ， $R_2=510\Omega$ ， $R_3=5.1\text{k}\Omega$ ， $R_4=100\Omega$ ，求滞后电压？

4.2 在图4.2.8，参考电压运算器中，若 $V_T=5.00\text{V}$ ， $V_W=0.50\text{V}$ ，求非对称和对称时的上阈电平、下阈电平、道宽及道中心。

4.3 在一个线性放电型模数变换器中，若保持电容 $C_H=1500\text{pF}$ 、恒定电流 $I=100\mu\text{A}$ ，时钟频率为 2MHz ，若输入信号幅度为 5.00V 。

- 1) 求出该模数变换器的道数 m 、道宽和变换系数。
- 2) 若时钟频率为 100MHz ，其它参量不变，求道宽、变换系数及输出 m 。

4.4 设线性放电模数变换器的时钟频率为 100MHz ， C_H 为 400pF ， I 为 $40\mu\text{A}$ ，求道宽和变换系数。若输出为 $m=2457$ ，求输入幅度。

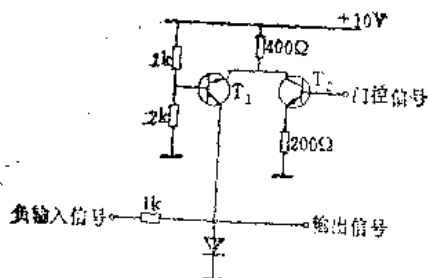
4.5 设线性放电型模数变换器为1024道，最大输入幅度10伏，求：

- 1) 当输入脉冲幅度为 3V 时应变换到哪一道？
- 2) 若时钟频率为 100MHz ，则此输入脉冲的变换时间为多少？
- 3) 若保持电容减小为原来的四分之一来改变道宽，则输入脉冲变换到哪一道？变换时间为多少？

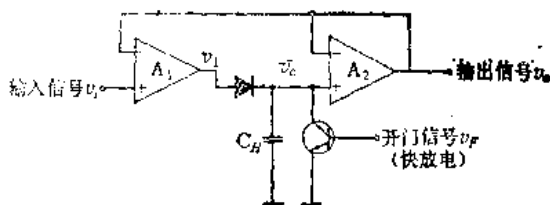
4.6 习题图4.1为一个模数变换器中的线性门，试分析其工作原理并说明用什么信号作

门控信号。

4.7 习题图4.2是一个实际模拟展宽器的原理电路，试画出各点波形。



习题图4.1 线性门



习题图4.2 实际模拟展宽器

4.8 一个8192道逐次比较法ADC，其中DAC给出各位参数电压的精度为0.01%。求：

- 1) 道宽不一致性最大偏离为多少？
- 2) 设每比较一次需要 $1\mu s$ ，变换时间为多少？

4.9 在上题中，第4095道的道宽比平均值 H 小40%，其它道的道宽皆为 H ，采用移道范围 $M=255$ 的道宽均匀器后，第4095道的道宽改善多少？

4.10 脉冲幅度甄别器的功能是什么？

4.11 简述用集成电路比较器构成的脉冲幅度甄别器的工作原理。

4.12 脉冲幅度甄别器的主要指标是什么？

4.13 通常如何解决单道分析器中的定时误差问题？

4.14 试画出单道脉冲幅度分析器的一种结构方框图，并说明其工作原理。

4.15 单道分析器的主要指标是什么？

4.16 单道分析器的主要用途有哪些？

4.17 何谓模数变换？

4.18 何谓ADC的道宽？何谓ADC的变换系数？它们之间有什么关系？

4.19 简述线性放电型ADC的工作原理。

4.20 何谓模拟展宽器，ADC中为什么需要它？

4.21 何谓线性门，它有哪些主要特性？

4.22 线性放电型ADC中线性门起什么作用？

4.23 简述实际线性放电型ADC中各主要部件的作用。

4.24 何谓逐次比较型ADC？简述其工作原理，说明各单元的作用并画出工作波形。

4.25 何谓ADC的死时间？线性放电型ADC和逐次比较型ADC的死时间各由什么决定？

4.26 线性放电型ADC和逐次比较型ADC各有什么优缺点？

4.27 何谓ADC的最大分析道数？

4.28 何谓ADC的零道阈或偏置，有何实际意义？

4.29 ADC的积分非线性 and 微分非线性是如何定义的？如何测量？对能谱测量有何影响？

4.30 ADC的零点与变换系数稳定性对能谱测量有何影响？

4.31 能谱测量时如何选择ADC的道数？

第五章 时 间 分 析

§1 概 述

时间信息的分析也是核电子学的一种基本的和重要的技术。核事件的许多信息是以时间信息方式存在于核辐射探测器输出信号中。例如核的激发态寿命、正电子湮没寿命等,就是一个核态与另一个核态之间的时间关系,它表现为两个信号之间的时间间隔的分布。中子或其它粒子的能量可以表现为它们飞越一定距离所需的飞行时间。粒子的空间位置常表现为探测器的输出信号的时间信息。因此,为了研究上述这些核事件的性质,必须对探测器输出信号所携带的时间信息进行分析。

时间信息的甄别和分析技术发展很快,用途也愈来愈广泛。近年来,这些技术在正电子湮没寿命测量、波形甄别、辐射电子的结构图象、核探测器的时间性能研究中都得到了应用。另外,在能量和强度测量中,为了提高测量精度,也应用这些技术。

在时间量的测量和分析中,首先是用定时方法准确地确定入射粒子进入探测器的时间。时间上相关的事件可以用符合技术进行选择。时间间隔可通过变换的方法,变成数字信号,从而编码分类计数,最后得到时间谱,即相关时间间隔的概率密度分布。本章将讨论时间信息的甄别和分析,包括定时方法、符合技术和时间量变换等内容。

图5.1.1中的 ΔE - E 飞行时间望远镜是时间分析实验的一个具体例子。图5.1.1中,入射粒子作用在 ΔE 探测器上后飞行距离 S 再作用在 E 探测器上。设 ΔE 探测器发出时间信号为 t_1 , E 探测器发出的时间信号为 t_2 ,则粒子在 ΔE 探测器与 E 探测器之间(距离为 S)的飞行时间为 $\Delta t = t_2 - t_1$ 。

在实际测量时,携带时间信息的 ΔE - E 探测器输出信号是通过放大器、定时电路、时间数字变换器等部件组成的时间测量系统进行获取和分析的。把用于时间测量的这一路的各个部件统称为定时道,如图5.1.2所示,其中放大器通常包括适用于时间信息获取的快前置放大和定时滤波放大器。

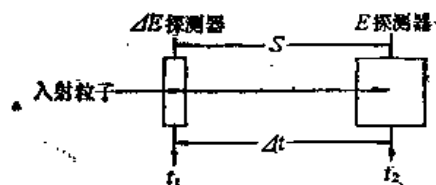


图5.1.1 ΔE - E 飞行时间望远镜

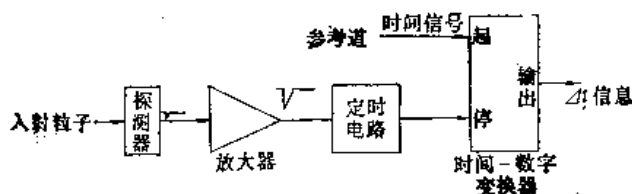


图5.1.2 定时道的基本组成

下面对定时道的各个部件分别予以简单介绍。

(1) 探测器与输出电路

用于时间分析的探测器要有快响应性能,即时间分辨率要小。从探测器性能可知,闪烁探测器中的有机闪烁体与快速光电倍增管配合能得到快时间信号,半导体探测器中也有小时

间分辨率的,可适当选用。

为了保持探测器输出信号的快时间特性,要求探测器输出电路有快的时间响应相配合。例如,闪烁探测器输出的时间信号,往往用低阻抗输出(如传输电缆的阻抗),这一点与能量分析时用高阻抗输出是完全不同的。在半导体探测器中,为了输出快的时间信号就不能用能量分析时用的电荷灵敏前置放大器,而要用快前置放大器。在实际应用中往往要求探测器既输出时间信号又输出能量信号(同时作能量分析和时间分析),这就要设计出能输出快(时间)信号和慢(能量)信号的输出电路,例如,在闪烁探测器中,可利用光电倍增管的阳极饱和电流脉冲输出快时间信号,并从光电倍增管的打拿极输出能量信号;在半导体探测器中,常通过前置放大器分别获取能量信号和时间信号(参看第一章图1.1.8)。

(2) 快前置放大器

为了取得快时间信号,要求有快速时间响应的前置放大器以保持探测器输出信号时间信息不变,如快电流灵敏前置放大器。如果定时的时间分辨要求不太高,则有时用于能量分析的前置放大器也可用作定时信号的前置放大器。

(3) 定时滤波放大器

用于定时的前置放大器输出信号有时还要进一步放大才能驱动定时电路,这需要一种快速的主放大器。它放大时间响应快的信号,并有滤波成形电路能使噪声对定时性能的影响减小,这种放大器称为定时滤波放大器。

(4) 定时电路

定时电路用来确定粒子进入探测器的时间,它应该使各种因素对定时产生的误差为最小。

(5) 时间变换器

时间变换器把信号时间间隔变换成对应的数码,或者先将时间量变换成幅度量再变换成数码。这样,后面的多道分析器就可以进行分类统计,测出时间分布(时间谱)。

在时间分析中,首先遇到的是一个定时问题,即要产生一个与核事件的时间信息精确地相关的逻辑脉冲问题。或者说:要确定入射粒子进入探测器的精确时间,所以也称为时间检出或时间拾取。

显然,对于一个包含时间信息的信号,若要精确地确定时间,理想的是产生一个象 $\delta(t-t_0)$ 函数那样的时间脉冲,即在时间 $t=t_0$ 时产生一个精确的定时信号。但是实际探测器输出电流信号不是理想的 $\delta(t-t_0)$ 函数信号,而是具有一定形状(一定宽度)的电流脉冲。

图5.1.3(a)是一个理想的 $\delta(t-t_0)$ 信号,定时点在 t_0 。图5.1.3(b)是一个实际探测器的输出电流脉冲,它的电荷量为 Q ,有一定的电荷收集时间,图中虚线是收集时间的涨落。图5.1.3(c)是探测器的输出电压脉冲,相应于收集时间,它有一定的上升时间和上升时间涨落,如图中虚线所示。

电子学的定时信号总是在探测器产生的输出信号以后形成的,如图5.1.3(d)所示。探测器信号是在时间 t_0 时产生的,但电子学定时信号是在时间 t_0' 时发生,所以落后一段时间,而

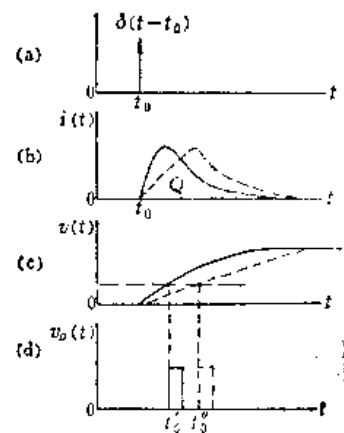


图5.1.3 探测器输出信号的定时

- (a) $\delta(t-t_0)$ 信号
- (b) 探测器输出电流脉冲
- (c) 探测器输出电压脉冲
- (d) 定时信号

且对应探测器信号本身的涨落时间（收集时间过程的涨落），电子学定时信号 $v_e(t)$ 也会产生涨落时间，定时时刻可以从 t_0' 变到 t_0'' ，即为定时误差。

除了上述由探测器信号涨落产生的定时误差外，电子学的定时电路本身在进行定时时也会产生定时误差。

定时误差通常按误差产生的原因分为两类：时间移动和时间晃动。时间移动简称时移，也可称为时间游动、时散等。时间晃动简称为时晃，也可称为时间抖动。

时间移动是输入脉冲的幅度和波形（上升时间）的变化引起定时电路输出脉冲定时时刻的移动。时间晃动是系统的噪声和探测器信号的统计涨落引起的定时时刻的涨落。有人把统计误差引起的定时误差称为时晃，而把系统误差引起的称为时移，以便区别两者。

除了时移和时晃外，在一个较长时间中，定时电路和探测器中元件老化和温度慢变化也会引起定时时刻的变化，这种定时误差通常称为定时电路（或系统）的时间稳定性或时间漂移。它可以通过电子学的方法加以改善。

所谓时间分析是指测量两个相关核事件的时间间隔概率密度分布。例如图 5.1.1 中 ΔE 探测器的信号 t_1 和 E 探测器的信号 t_2 之间的时间间隔 Δt 。定时信号 t_1 和 t_2 本身就有定时误差，即 t_1 和 t_2 本身是个统计分布，如图 5.1.4 (a) 所示， t_1 分布和 t_2 分布的半高宽各为 FWHM_1 与 FWHM_2 。显然，相应 t_1 与 t_2 的时间间隔 Δt 也是一个统计分布，其半高宽为 FWHM ，如图 5.1.4 (b) 所示，时间间隔 Δt 是一个统计平均值，与幅度分析系统中的能量分辨类似，常用时间谱峰的半高宽 FWHM 来表示时间分辨的性能。

表征一个时间分析系统的主要特性是时间分辨，它是指系统能分开两个事件的能力，或者说时间分辨是系统能分辨两个事件的最小时间间隔。目前，用电子学方法测量最小时间间隔约为 10^{-13}s ，用激光方法可以达到 10^{-14}s ，甚至 10^{-15}s 。

电子学测量时间间隔的范围大概为 $10^{-3} - 10^{-12}\text{s}$ 之间。主要范围在 μs 到 ps 之间。通常 μs 量级的定时称为慢定时， ps 量级的定时称为快定时。

目前，电子学部件（系统）的分辨时间可以达到

几个皮秒了，它比核辐射探测器的分辨时间要小得多，例如，一般光电倍增管的 FWHM 为 $2\text{ns} - 50\text{ns}$ ，正比计数器上升时间为 $0.1\mu\text{s} - 1\mu\text{s}$ ，PN 结半导体探测器时间涨落为 $0.1\text{ns} - 1\text{ns}$ 。整个时间分析系统的时间分辨首先受到探测器时间性能的限制。

近年来，探测器时间性能在不断改进，例如，快速光电倍增管的时间分辨已达到 500ps ；而微通道板管的 FWHM 已达到 190ps ；半导体探测器时间分辨也取得了进展。

另外，核辐射探测器输出信号的幅度变化很大（可达到几个数量级），上升时间也会变化，还有噪声的影响，这样就使定时电路的定时误差大大增加。所以，包括探测器在内的时间分析系统的时间分辨主要是由探测器时间分辨决定的。

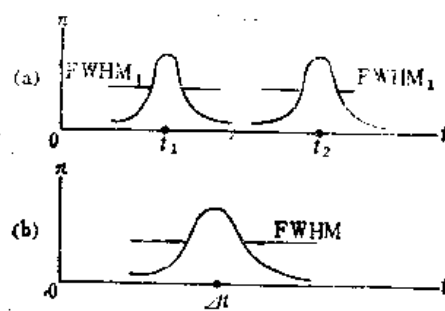


图 5.1.4 时间谱和时间分辨
(a) 定时误差 (b) 时间间隔误差

§ 2 定时方法

定时电路是核电子学中检出时间信息的基本单元，故而又称时间检出电路。它接收来自探测器或放大器的随机脉冲，产生一个与输入脉冲时间上有确定关系的输出脉冲，这个输出脉冲称为定时逻辑脉冲，如图5.2.1所示。这种时间上的确定关系愈精确则定时精度愈高。

因为探测器输出的脉冲上升时间变化范围很大（从 10^{-7} s到 10^{-9} s），输出脉冲幅度变化范围也很大（几十倍到几百倍），再加上噪声的影响，所以精确定时有一定的困难。目前，已经发展了许多种定时方法，有前沿定时、过零定时和恒比定时等。

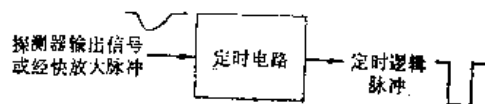


图5.2.1 定时电路功能

一、前沿定时

前沿定时是检出定时信号的最简单方法。来自探测器或经过放大器的脉冲直接触发一个阈值固定的触发电路，在脉冲的前沿上升到超过阈值的时刻，产生输出脉冲作为定时信号，如图5.2.2(a)、(b)所示。利用一个快速甄别电路就可组成前沿定时电路。

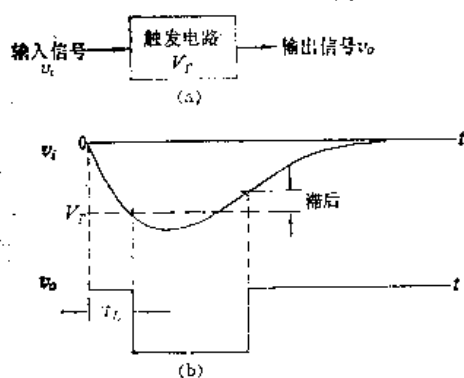


图5.2.2 前沿定时示意图
(a) 前沿定时 (b) 定时波形

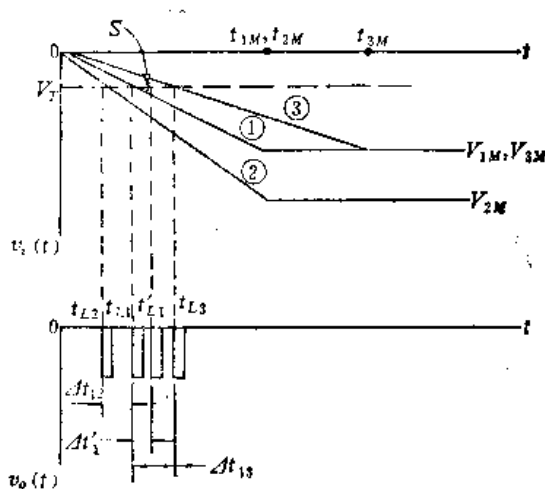


图5.2.3 前沿定时误差

由图5.2.2(a)、(b)可见，输入信号 $v_i(t)$ 的产生时刻为 $t=0$ ，定时电路输出端信号 $v_o(t)$ 的产生时刻为 $t=t_L$ ，所以定时时刻要迟于输入信号的产生时刻。

一个触发电路用作定时电路将会存在时间延迟。从图可见，触发电路的阈电平 V_T 愈小，则延迟时间愈小。但是， V_T 的减小受到噪声电平的限制， V_T 不能小于噪声电平，否则噪声将触发定时电路。另外， V_T 的减小还受到触发器（甄别器）的滞后值的限制。定时信号的延迟还依赖于输入信号 $v_i(t)$ 前沿的上升速率。上升速率愈大，则延迟时间愈小。

在前沿定时中，各种影响 t_L 的因素都可能引起定时误差。

1. 前沿定时的各种定时误差分析

(1) 输入信号幅度变化引起的时间移动

设输入信号 $v_i(t)$ 的前沿随时间线性变化, 即:

$$v_i(t) = \begin{cases} -\frac{V_M}{t_M}t & 0 \leq t \leq t_M \\ -V_M & t > t_M \end{cases} \quad (5.2.1)$$

其中 V_M 为输入信号幅度, t_M 为输入信号达峰时间。假设定时电路阈电平为 V_T , 输入信号幅度达到 V_T 时电路立即触发, 产生定时输出信号 $v_o(t)$ 。由 (5.2.1) 式可得到前沿定时时刻 t_L 为:

$$t_L = \frac{V_T}{V_M} t_M \quad (5.2.2)$$

由上式可见, 当输入信号幅度 V_M 和达峰时间 t_M 变化时, 定时时刻 t_L 将产生变化, 如图 5.2.3 所示。

当输入信号幅度变化而上升时间保持不变时 (例如闪烁探测器中入射粒子种类一定但能量不相同), 如图 5.2.3 中, 输入脉冲①和②有相同的达峰时间 t_M , 但幅度不同, 分别为 V_{1M} 、 V_{2M} 。虽然①和②同时产生, 但经过阈电平 V_T 的时间不同, 分别为 t_{L1} 和 t_{L2} 。

信号①的定时时刻 t_{L1} 为:

$$t_{L1} = \frac{V_T}{V_{1M}} t_M$$

信号②的定时时刻 t_{L2} 为:

$$t_{L2} = \frac{V_T}{V_{2M}} t_M$$

定时时刻的变化, 即定时误差为两者之差:

$$\Delta t_{12} = t_{L2} - t_{L1}$$

或:

$$\Delta t_{12} = \frac{V_{2M} - V_{1M}}{V_{1M} V_{2M}} V_T t_M$$

可见, 幅度变化, 输出定时脉冲产生时间不同, 幅度大的先触发, 幅度小的后触发。

如果输入信号最大幅度为 $v_{i\max}$, 最小幅度为 $v_{i\min}$, 则因幅度变化引起的前沿定时误差 Δt_{LA} 为:

$$\Delta t_{LA} = \frac{v_{i\max} - v_{i\min}}{v_{i\max} v_{i\min}} V_T t_M \quad (5.2.3)$$

上式表明, 为了减小定时误差, 应该使达峰时间 t_M 尽量小 (它由探测器时间特性决定), 甄别阈 V_T 尽量低 (它受噪声及触发特性限制), 并可限制输入信号幅度的动态范围。

若 $v_{i\max} \gg v_{i\min}$ 及 $V_T = v_{i\min}$, 则 (5.2.3) 式简化为:

$$\Delta t_{LA} \doteq t_M \quad (5.2.4)$$

上式常用来估计前沿定时的幅度变化误差。

(2) 输入信号上升时间变化引起的时间移动

在图 5.2.3 中, 输入信号①与③的幅度相同, 但上升时间不同。这相当于同轴 Ge (Li) 探测器或平板电离室中入射粒子能量相同但入射位置不同的情况。

设①和③的幅度 $V_{1M} = V_{3M} = V_M$, 则①和③的定时时刻分别为 t_{L1} 和 t_{L3} :

$$t_{L1} = \frac{V_T}{V_M} t_{1M}$$

$$t_{L3} = \frac{V_T}{V_M} t_{3M}$$

其中 t_{1M} 和 t_{3M} 分别为①和③的达峰时间。定时误差 Δt_{13} 为:

$$\Delta t_{13} = \frac{V_T}{V_M} (t_{1M} - t_{3M}) \quad (5.2.5)$$

如果输入信号最大达峰时间为 t_{Mmax} , 最小达峰时间为 t_{Mmin} , 则由达峰时间变化引起的时间移动 Δt_{LT} 为:

$$\Delta t_{LT} = \frac{V_T}{V_M} (t_{Mmax} - t_{Mmin}) \quad (5.2.6)$$

如果同时考虑输入信号的幅度变化和上升时间变化, 则前沿定时的时间移动 Δt_L 为:

$$\Delta t_L = V_T \left(\frac{t_{Mmax}}{v_{i=1n}} - \frac{t_{Mmin}}{v_{i=1n}} \right) \quad (5.2.7)$$

任何实际触发器都存在超阈延迟, 因为触发器在输入信号刚超过阈电平时并不被立即触发, 而是要求输入信号幅度超过阈电平一定大小能供给触发电路一定数量的附加电荷 Q 以后才触发。

设触发器输入阻抗 Z_i , 超阈的信号幅度为 $\Delta V = v_i(t) - V_T$, 则 $\Delta V/Z_i = dQ/dt$, 附加电荷 Q 为:

$$Q = \int_{t_L}^{t'_L} \frac{v_i(t) - V_T}{Z_i} dt \quad (5.2.8)$$

其中 t_L 为超阈起始点, t'_L 为触发点时刻, 如图 5.2.3 中 t_{L1} 和 t'_{L1} 所示。

上式中 Q 由触发器本身特点决定, 即若要触发一个触发器则要求一定的能量 (电荷)。对于一个给定的触发器, 可以认为 Q 是一个常量。在 (5.2.8) 式中, $t'_L - t_L = \Delta t_D$ 称为触发器的超阈延迟时间。由于 Q 为常量, 则超阈幅度 ΔV 愈大, Δt_D 愈小, 反之, 若 ΔV 愈小, 则 Δt_D 愈大。

在 (5.2.8) 式中, 若设触发器输入阻抗 Z_i 为常量, 则有:

$$Z_i Q = \int_{t_L}^{t'_L} (v_i(t) - V_T) dt$$

上式的积分可以从图 5.2.3 中求得。从图可见这是带斜线的三角形面积 S :

$$S = \frac{1}{2} \Delta V \cdot \Delta t_D$$

ΔV 可从相似三角形求得, 则触发器超阈延迟 Δt_D 为:

$$\Delta t_D = \left(\frac{2S t_M}{V_M} \right)^{\frac{1}{2}} = \left(\frac{2S}{v_i'} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (5.2.9)$$

其中 $v_i' = V_M/t_M$ 为输入信号前沿上升速率。可见超阈延迟时间与 v_i' 的平方根成反比, 即 v_i' 愈大, Δt_D 愈小, v_i' 愈小, Δt_D 愈大。上升时间变化就是 v_i' 的变化, 所以输入信号上升时间变化引起触发器的超阈延迟时间的变化, 从而产生附加的定时误差。

(3) 噪声引起的时间晃动

影响定时误差的噪声主要来自探测器、定时电路本身和在定时电路前面的电子电路 (如

前置放大器)。探测器噪声和定时电路前面的电路噪声叠加在输入信号上面,使输入信号幅度和过阈时间产生统计性的变化,如图5.2.4 (a) 所示。而定时电路本身的噪声主要表现在阈电平的统计性变化上,如图5.2.4 (b) 所示。

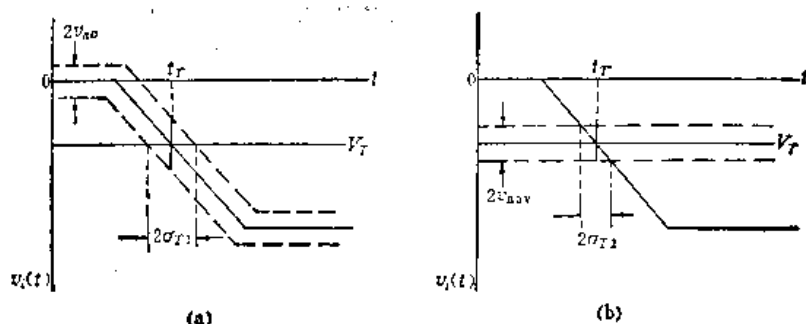


图5.2.4 噪声定时误差

(a) 定时电路前噪声的影响

(b) 定时电路本身噪声的影响

设输入信号在过阈处的前沿斜率为:

$$v_i'(t_T) = \left. \frac{dv_i}{dt} \right|_{t_T}$$

又设输入信号上的噪声电压概率密度为正态分布,平均值为零,均方根值为 v_{no} 。从图5.2.4 (a) 可求得噪声电压引起的过阈时间标准偏差 σ_{T1} 为:

$$\sigma_{T1} = \frac{v_{no}}{v_i'(t_T)} \quad (5.2.10)$$

设噪声引起阈电平变化的概率密度服从正态分布,其均方根值为 v_{nov} 。从图5.2.4 (b) 可求得过阈时间标准偏差 σ_{T2} 为:

$$\sigma_{T2} = \frac{v_{nov}}{v_i'(t_T)} \quad (5.2.11)$$

上述两项噪声引起的总定时标准偏差 σ_T 为:

$$\sigma_T = (\sigma_{T1}^2 + \sigma_{T2}^2)^{\frac{1}{2}} = \frac{(v_{no}^2 + v_{nov}^2)^{\frac{1}{2}}}{v_i'(t_T)} \quad (5.2.12)$$

在一般情况下,定时电路本身的噪声比探测器和定时电路前的噪声要小得多。因此(5.2.12)式简化为:

$$\sigma_T \doteq \frac{v_{no}}{v_i'(t_T)} \quad (5.2.13)$$

从上面的分析可知,为了减小噪声引起的定时误差,应该使 $v_i'(t_T)$ 尽量大,把 V_T 选在输入信号前沿斜率最大处,也即选择输入信号前沿斜率最大处作为定时点(过阈点),这是一个十分重要的结论。当然,不言而喻,减小噪声引起的定时误差只有使噪声本身减小。

(4) 输入信号统计涨落引起的时间晃动

输入信号波形的统计涨落取决于探测器的脉冲形成过程中的涨落因素。我们知道,对于同一种类、同一能量的入射粒子,即使入射到探测器的同一区域,探测器输出信号的产生时间、幅度和波形也是涨落的。信号的统计涨落将引起定时的时间晃动。用闪烁探测器和半

导体探测器进行时间测量，对于它们的输出波形，都应理解为某种统计平均值。例如，对于闪烁探测器，闪烁体的荧光衰减时间 τ 本身是统计涨落的，光电倍增管的渡越时间也是统计涨落的。半导体探测器输出波形同样是统计涨落的。这种波形的统计涨落如图5.2.5所示。

综上所述，前沿定时的定时误差包括：

Δt_{LA} ：输入信号幅度变化产生的定时误差

Δt_{LT} ：输入信号上升时间变化产生的定时误差

Δt_{θ} ：输入信号超阈延迟时间变化产生的定时误差

σ_T ：输入噪声及阈涨落产生的定时误差

在这些误差中， Δt_{LA} 和 σ_T 是定时误差的主要因素。

前面已经指出，为了减小 σ_T ，除了降低噪声本身外，还要求信号在过阈处的斜率 $v_i(t_T)$ 要尽量大。需要注意，对于不同探测器，其输出信号前沿变化特性是不一致的，要根据实际输出波形选取适当的阈电平以使定时点的斜率为最大。

例如，对于闪烁探测器，当闪烁体的荧光衰减时间常数 τ 一定，而光电倍增管的渡越时间半高宽 T_{FWHM} 不同时，输出电流波形为 i_o ，如图5.2.6所示。

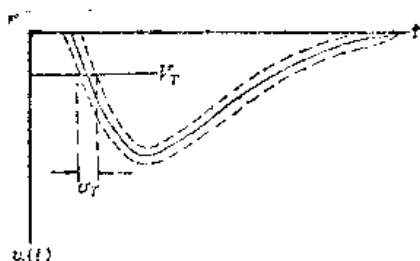


图5.2.5 探测器输出波形统计涨落

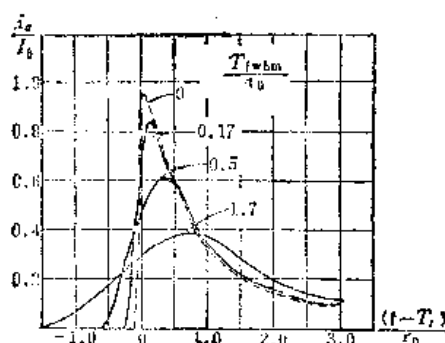


图5.2.6 闪烁探测器输出电流波形

在图中， I_0 由下式决定：

$$I_0 = \frac{M N_{k0} e}{\tau_0}$$

其中 M 为倍增系数， N_{k0} 为光阴极电子数。

当 $\tau_0 < T_{FWHM}$ 时（即 $T_{FWHM}/\tau_0 > 1$ ），为了使斜率 $v_i'(t_T)$ 为最大值，定时电路的阈电平取50%处为好，这相当于使用塑料闪烁体的情况（塑料闪烁体的 τ 约2..到4..，光电倍增管的 $T_{FWHM} > \tau_0$ ）。

当光电倍增管的 T_{FWHM} 一定，闪烁体荧光衰减时间常数 τ 不同时，输出电流波形如图5.2.7所示。

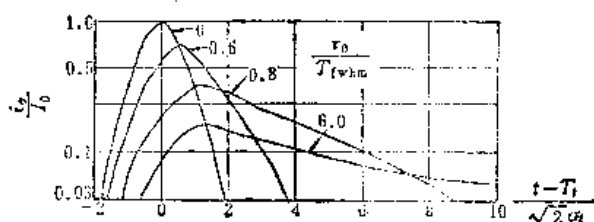


图5.2.7 闪烁探测器输出电流

图中 I_0 为:

$$I_0 = 2.355 \left(\frac{M N_{\text{ph}} e}{\sqrt{2\pi} T_{\text{vbm}}} \right)$$

当 $\tau_0 > T_{\text{vbm}}$ 时 (即 $\tau_0/T_{\text{vbm}} > 1$)，从图中波形可见，为使 $v_i'(t_T)$ 为最大，阈电平取得愈低愈好，这相当于慢闪烁体，如NaI (Tl) 的情况。 τ_0 约为230ns，而 T_{vbm} 为几ns到几十ns。实际的闪烁探测器，都要对所用的闪烁体和光电倍增管的特性进行选择。

对于半导体探测器，由于电荷收集时间长 (100ns数量级)，入射粒子位置相同的粒子，输出电流波形起始部分一致性好。后面部分由于电子-空穴对漂移过程的统计性，电流波形的幅度和持续时间都是涨落的，从而使输出波形上升时间产生涨落，所以定时阈选得低一些好。

2. 触发比与斜率噪声比

为了比较各种因素对定时误差的影响，定义触发比 f 为触发电平与输入信号最大幅度之比，即：

$$f = \frac{\text{触发电平}}{\text{输入信号最大幅度}} \quad (5.2.14)$$

为了减小信号幅度与上升时间变化的定时误差， f 要小 (即触发电平要小)。但是为了减小噪声引起的定时误差， f 要选在 $v_i'(t)$ 最大的位置上。为了综合考虑上述两者对定时误差的影响，定义斜率噪声比 η_T ：

$$\eta_T = \frac{v_i'(t_T)}{v_n} \quad (5.2.15)$$

其中 $v_i'(t_T)$ 为输入信号在定时点 t_T 处的斜率， v_n 为噪声。另一方面， f 不能太小，否则噪声就可能触发定时电路，所以通常选用触发电平比噪声大2倍到3倍，即：

$$f > \frac{2-3}{\eta} \quad (5.2.16)$$

其中 η 为信噪比。另外，从减小输入波形涨落产生的定时误差考虑， f 随不同探测器而改变，有的 f 以小为好，有的 f 以30%为好。对于实际的定时系统，为了获得最佳触发比，通常要在实验中调节最后确定。

在前沿定时中，变化的触发延迟是整个时间移动中的重要部分。为了减小触发延迟所引

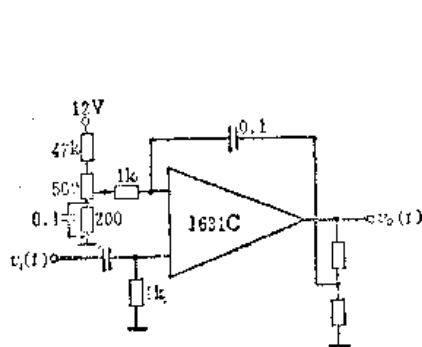


图5.2.8 慢前沿定时甄别器实例

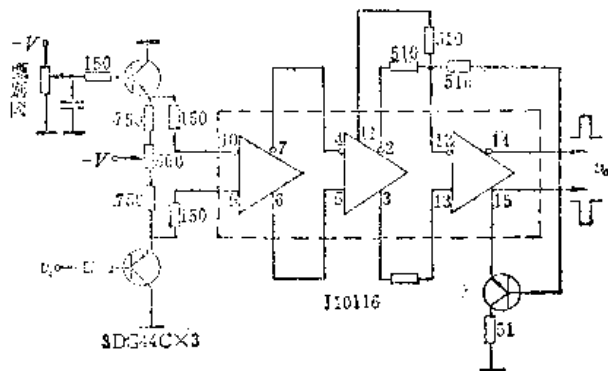


图5.2.9 快前沿定时甄别器实例

起的定时误差，有人曾研究使用两种小触发延迟电路。第一种是用雪崩晶体管触发电路构成

的,另一种是用隧道二极管触发电路构成的。使用隧道二极管触发电路,再用阶跃二极管作它的预备级,时间分辨可以达到200ps左右。

3. 前沿定时甄别器实例

图5.2.8是一个定时单道脉冲幅度分析器中的前沿定时甄别器。

由集成电压比较器组成交流耦合施密特甄别电路,作为定时电路。所用集成电压比较器的速度不高,所以是一个慢定时电路。

当输入信号的幅度从1.0V变化到10V时,输出信号 $v_o(t)$ 的时移小于输入信号上升时间的20%。例如,若输入信号上升时间为1 μ s,则时移小于0.2 μ s,触发延迟时间为0.3 μ s到4.0 μ s。

图5.2.9给出快前沿定时甄别器的实例。

电路采用快速比较器(ECL组件)J10116。J10116有三个快速差分放大级,加上正反馈组成甄别器。输入信号 v_i 经射极输出器加在J10116的一个输入端,另一个输入端加甄别阈电平。当 v_i 的幅度超过甄别阈时,电路翻转,输出 v_o 信号。输入信号幅度从0.1V变到5V时,输入信号上升时间为2ns,输出信号时间移动小于0.5ns。

前沿定时的优点,是电路简单,工艺上易于作成混合集成电路或单片集成电路,故适用于需要数量很多的实验系统中(例如漂移室测量粒子径迹系统)。它的缺点是时间移动大,当输入脉冲的动态范围很大时,它会产生很大的定时误差,为此,必须采用幅度选择技术把信号幅度变化限制在很小范围之内,或用计算机系统同时记录输入信号的幅度,然后采用数据处理的方法对每个输入信号产生的时间移动进行校正。

二、过零定时

为了克服前沿定时在输入信号幅度变化时引起时间移动太大的缺点,发展了过零定时方法。

从前沿定时电路的原理分析可知,在输入信号幅度变化时,不可能在同一时刻触发甄别器。假设输入信号为:

$$v_i(t) = Af(t)$$

其中 A 为信号的幅度, $f(t)$ 为信号的形状函数,例如对线性变化信号 $f(t)$ 表示为 $(1/t_M) \cdot t$ 。一般情况下,过阈时间 t_T 由下式决定:

$$Af(t_T) - V_T = 0 \quad (5.2.17)$$

其中 V_T 为触发阈。

显然,对不同幅度 A ,若要求 t_T 为常数,则只有两种可能:其一,若 $V_T \neq 0$,则要求 $f(t)$ 为阶跃函数,即上升时间为零;其二,若 $f(t)$ 为任意函数,则要求阈电平 $V_T = 0$ 。从波形分析也能直观地看到:在输入信号上升时间为零时,则 $t_T = 0$,与幅度无关。但是,实际信号的上升时间不可能为零。

当 $f(t)$ 为任意函数时,只有 $V_T = 0$ 才能使定时与输入信号波形无关。因此可以用输入信号的过零时间作为定时点——这是过零定时这一名称的来源。用于过零定时的甄别器称为过零甄别器。

$t = 0$ 时输入信号还不存在,所以无法作为定时点。输入信号的起始部分(即 t 稍大于零)

由于它的上升斜率通常是很小的,而且噪声容易触发,定时误差很大,也不适合作定时点,因此,为了实现过零定时,需要将信号成形为具有另外一个过零点的波形,并且要求过零斜率尽量大,以减小时间晃动。

获得新的过零点的方法一般是把单极信号成形为双极信号。对于上升时间相同,只是幅度不同的输入信号,其达峰时间相同,可以用两次微分方法,使达峰时刻变成过零点。对于上升时间不同、幅度也不相同的输入信号,则常用短路延迟线成形方法产生双极过零信号。设单极信号为 $v_i(t)=Af(t)$ 。由 $v_i'(t)=Af'(t)=0$ 可求得过零点 t_z : $f'(t_z)=0$ 。

图5.2.10给出两种获得新过零点的常用成形方法。图5.2.10中的(a)是双微分准高斯 $(CR)^2-(RC)^m$ 成形波形,图5.2.10中的(b)是双延迟线 $(DL)^2$ 成形波形。

对于 $(CR)^2-(RC)^m$ 成形,可求出它的过零点 t_z 为:

$$t_z = (m+1)\tau$$

其中 τ 为时间常数 RC , m 为积分次数。 t_z 与输入信号幅度无关。对于 $(DL)^2$ 成形,其过零点由下式决定:

$$v_i(t_z)=v_i(t_z-2t_d)$$

其中假设输入信号宽度大于延迟线延迟时间 t_d 。 t_z 大小在 t_d 与 $2t_d$ 之间,同样与输入信号幅度无关。

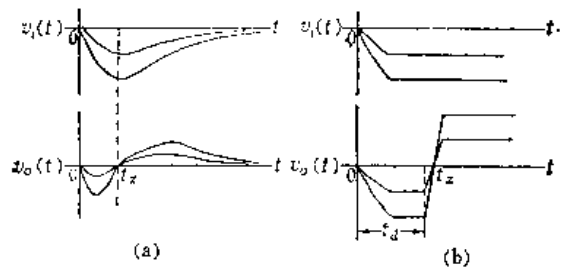


图5.2.10 过零成形方法
(a) $(CR)^2-(RC)^m$ 成形
(b) $(DL)^2$ 成形

过零定时电路由过零成形(双极成形)和过零甄别器两部分组成,其电路结构方框图如图5.2.11中的(a)所示。

输入信号 $v_i(t)$ 先成形为有过零点的双极信号 $v_1(t)$,然后过零甄别器在过零点触发,输出定时信号 $v_o(t)$ 。

原则上说,可以用普通甄别器构成过零甄别器,例如用电压比较器构成的甄别器,其触发电平 V_T 置于零电平。但是, $V_T=0$ 的过零甄别器将被噪声乱触发。

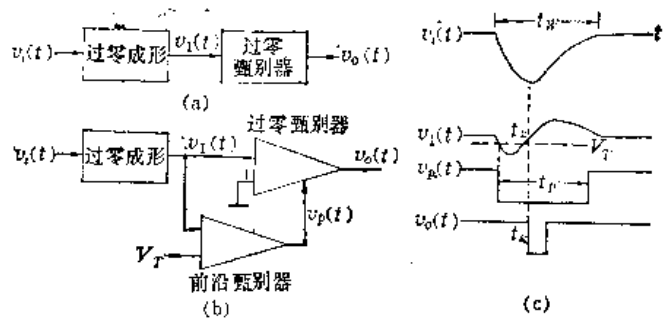


图5.2.11 过零定时与预置技术
(a) 过零定时电路结构 (c) 工作波形
(b) 过零定时中的预置技术

为了解决噪声触发问题通常采用“预置技术”。图5.2.11中(b)和(c)是采用预置技术的过零甄别器结

构图和工作波形图。用一个前沿甄别器作为过零甄别器的预置甄别器。前沿甄别器的甄别阈 V_T 调节到稍大于噪声,它的输出信号 $v_p(t)$ 用来控制过零甄别器。只有前沿甄别器触发时,表明已有信号输入,而不是噪声,产生输出信号 $v_p(t)$ 去打开过零甄别器,输出过零定时信号。不能使前沿甄别器触发的噪声,显然不能使过零甄别器产生输出信号。

控制信号 $v_p(t)$ 的宽度 t_p 要大于 $v_i(t)$ 的过零点 t_z ,以保证过零定时脉冲输出。 t_p 还应小于 $v_i(t)$ 的宽度 t_w ,否则当 $v_i(t)$ 结束后,而 $v_p(t)$ 仍打开过零甄别器,仍然可能引起噪声乱触发。因此,选取 t_p 满足下式:

$$t_z < t_f < t_W \quad (5.2.14)$$

实际过零定时电路常采用图5.2.12中的方框结构。

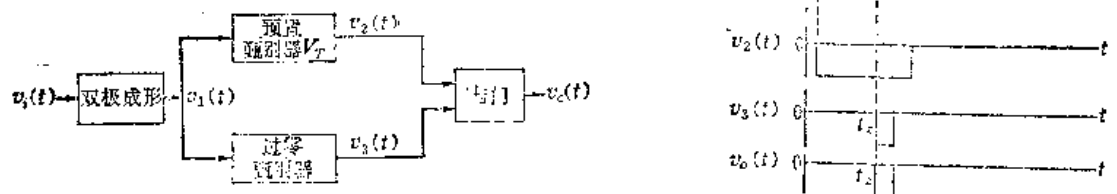


图5.2.12 实际过零定时电路结构和波形

输入信号 $v_i(t)$ 成形为双极信号 $v_1(t)$ ，得到过零点为 t_z 。预置甄别器 V_T 大于噪声。有信号 $v_1(t)$ 时，预置甄别器输出 $v_2(t)$ 到与门的一端，而过零甄别器输出 $v_3(t)$ 到与门的另一端。最后输出定时信号 $v_o(t)$ 。在无信号输入时，即使有噪声触发产生 $v_3(t)$ 输出，但是由于预置甄别器无输出，则封锁与门，也禁止 $v_3(t)$ 输出，因此避免了噪声触发。

过零定时的优点在于能消除输入信号幅度变化的时间移动，所以输入信号幅度范围很宽；电路调节简单。但过零定时不能消除输入信号上升时间变化产生的时移，而且触发比 f 不易调节。另外，在过零点的输入信号前沿斜率不是最大的，例如 $(CR)^{-1}$ — $(RC)^{-1}$ 成形是在信号幅度峰值处得到过零点，所以斜率噪声比不是最佳的。

由于恒比定时方法的迅速发展，过零定时已较少单独使用，但是，从原理上讲过零定时是恒比定时的基础。

三、恒比定时

1. 恒比定时原理

恒比定时是为了解决过零定时的触发比不能调节为最佳值而发展起来的。由(5.2.17)式可知，过零定时取 $V_T = 0$ ，现在假设阈电平 V_T 不是固定不变的，而是与输入信号的幅度成正比，即：

$$V_T = PA$$

其中 P 为常数， A 为输入信号幅度。则(5.2.17)表达式成为：

$$Af(t_T) - PA = 0 \quad (5.2.19)$$

由此可见，定时点 t_T 与幅度 A 无关。可以求得触发比 f 为：

$$f = \frac{V_T}{A} = P \quad (5.2.20)$$

触发比 f 恒定不变。调节 P ，可以很方便调节触发比为最佳值。

恒比定时在输入脉冲幅度的恒定比例点上产生过零脉冲。它既使用了过零定时技术，又能调节触发比为最佳，减小时间晃动。所以它综合了前沿定时和过零定时的优点，大大提高了定时精度，是目前应用最广的定时方法。

实现恒比定时有两种结构形式，如图5.2.13 (a) 和 (b) 所示。

由图5.2.13可见两种恒比定时结构都是先使输入信号 v_i 恒比成形，成为 v_1 双极信号。恒比成形信号 v_1 的过零点皆为 t_z 。在图5.2.13 (a) 中， v_1 输到前沿触发器，输出定时信号 v_o ，定时点为 t_L ，显然 $t_L \neq t_z$ 。在图5.2.13 (b) 中， v_1 输到过零触发器，输出定时信号 v_o ，定时点为 t_z ，显然 v_o 的定时点等于 v_1 的过零点。实际应用中以图5.2.13 (b) 的结构为多。

恒比定时电路的工作原理如图5.2.14所示。

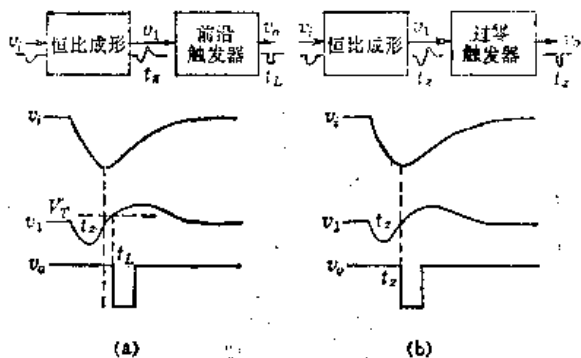


图5.2.13 恒比定时结构形式

- (a) 恒比成形—前沿触发
(b) 恒比成形—过零触发

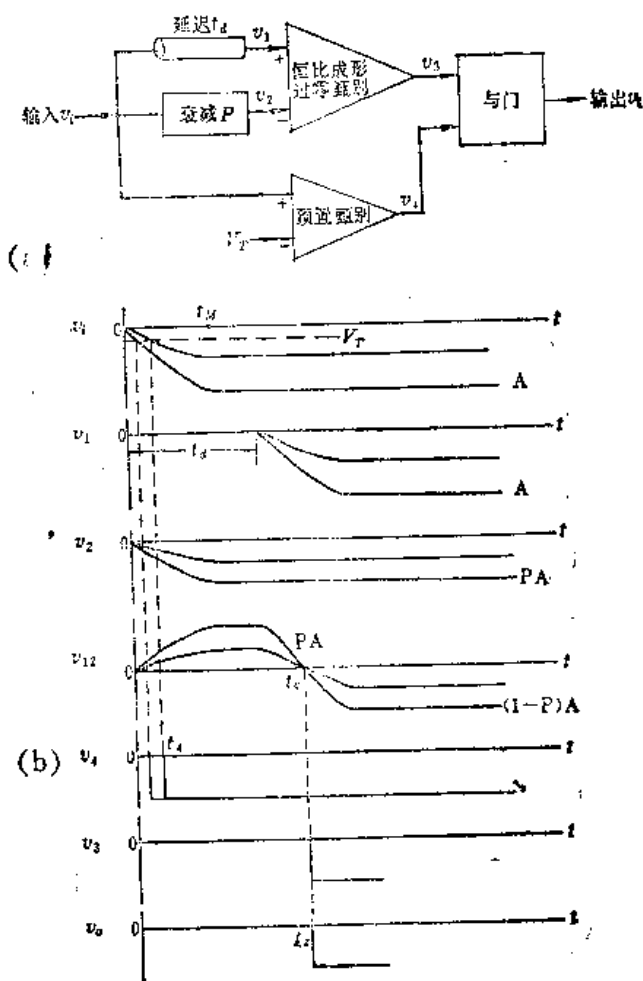


图5.2.14 恒比定时工作原理

- (a) 恒比定时结构框图
(b) 工作波形

实现恒比定时的关键是如何得到 $V_T = PA$ 。在图5.2.14 (a) 中，输入信号 $v_i(t)$ 分三路同时送到延迟端、衰减端和预置甄别器端。在延迟端， $v_i(t)$ 经延迟线延迟 t_d 时间成为 $v_1(t)$ 。在衰减端， $v_i(t)$ 经衰减器衰减 P 成为 $v_2(t)$ 。 $v_1(t)$ 和 $v_2(t)$ 分别加在过零甄别器的正、负两个输入端，在过零甄别中产生双极恒比信号 $v_{12}(t)$ ，恒比过零点为 t_o 。图5.2.14 (b) 为工作波形图。当输入信号 $v_i(t)$ 的幅度 A 变化时，相应的 $v_1(t)$ 信号幅度和 $v_2(t)$ 信号幅度都跟着变化，但是过零点 t_o 保持不变。

设输入信号为 $v_i(t) = Af(t)$ ，则：

$$v_1(t) = Af(t - t_d)$$

$$v_2(t) = PAf(t)$$

$$v_{12}(t) = Af(t - t_d) - PAf(t)$$

在过零点 t_o 处， $v_{12}(t_o) = 0$ ，则：

$$Af(t_o - t_d) = PAf(t_o)$$

假设输入信号有直线增长的前沿，即 $f(t)$ 为 $\frac{t}{t_M}$ ($t < t_M$)，达峰时间为 t_M ，并具有一定的平顶部分。选择延迟时间满足：

$$t_d > (1-P) t_M$$

可见此时 $v_2(t)$ 已上升到 PA , 即 $PAf(t_0) = PA$, 过零甄别器在 $Af(t_0 - t_d)$ 上升到等于 PA 时触发, 即有:

$$Af(t_0 - t_d) = PA$$

对于上述有直线增长前沿的信号, 可求得恒比过零点 t_0 为:

$$t_0 = t_d + Pt_M \quad (5.2.21)$$

从图5.2.14 (b) 可以看到, 当输入信号幅度变化时, 恒比定时点不变, 触发比 $f=P$ 为恒定值。

P 是衰减系数, 所以只要调节衰减系数, 就可以方便地调节触发比。但是, 在输入信号上升时间变化时, 恒比定时点同样要变化, 所以不能消除上升时间变化引起的时移。

图5.2.14 (a) 中的预置甄别器用以解决噪声触发过零甄别器的问题。从图5.2.14 (b) 中可以看到, 过零甄别器是由信号 $v_{12}(t)$ 过零触发的, $v_{12}(t)$ 过零点的斜率就是输入信号在这点的斜率。由于衰减系数 P 可以调节, 所以过零点可以选择。

恒比成形后输入信号的噪声有所增加。设输入信号噪声为白噪声, 若系统的频带相同, 则 $v_{12}(t)$ 的噪声是 $v_1(t)$ 和 $v_2(t)$ 噪声之和。 $v_1(t)$ 为 $v_i(t)$ 延迟信号, 噪声不变。 $v_2(t)$ 为 $v_i(t)$ 衰减 P , 则噪声同样衰减 P 。因此 $v_{12}(t)$ 噪声是输入信号 $v_i(t)$ 噪声的 $\sqrt{1+P^2}$ 倍, 比前沿触发时有所增加。但是, 在 P 较小时, 例如 $P < 0.3$, 则两者近似相等。

恒比成形信号 $v_{12}(t)$ 的斜率就是输入信号 $v_i(t)$ 的斜率, 所以恒比定时的斜率噪声比 η_{TC} 小于或近似等于前沿定时的斜率噪声比 η_{TL} , 两者关系为:

$$\eta_{TC} = \frac{1}{\sqrt{1+P^2}} \eta_{TL} \quad (5.2.22)$$

在恒比定时中, 用 PA 代替固定的甄别阈 V_T , 但 PA 是有统计涨落的, 所以在信号波形 (幅度) 涨落引起的时间晃动较显著时, 恒比定时要比前沿定时大。例如, 在闪烁探测器输出信号小幅度时的恒比定时误差可能比前沿定时还大。

2. 恒比定时甄别器实例

图5.2.15 给出一个恒比定时甄别器的实例。

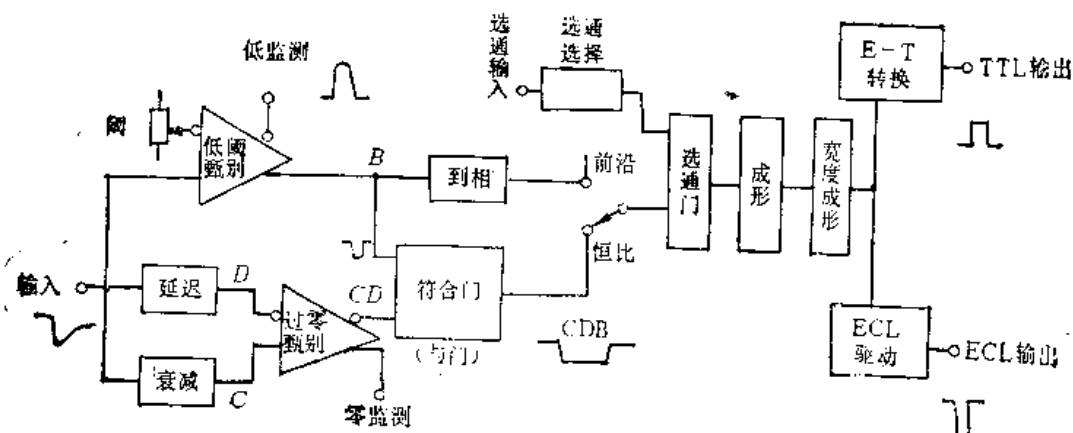


图5.2.15 恒比定时甄别器实例

它同时具有恒比定时和前沿定时的功能。设有前沿定时和恒比定时选择开关, 以供选用。电路上部是低阈甄别器, 它是个前沿甄别器, 采用图5.2.9 中的快前沿甄别器电路形

式。电路下部是恒比甄别部分，它的过零甄别器也采用图5.2.9中的类似形式。恒比定时电路的工作波形类似于图5.2.14(b)。当无选通信号输入时用内选通；“低监”用于监测低阈甄别器的输出，“零监”用于监测过零甄别器的工作是否正常。

这个电路的主要性能指标如下：

输入信号幅度为 -100mV 到 -5V ；上升时间约 2ns 时，时移小于 500ps ；触发比 f 可固定 0.3 或可调节（ $0, 0.1, 0.2, 0.3, 0.4, 0.5$ ）；低阈从 0.1V 到 5V 可调，非线性 $\leq 2\%$ ；定时温度漂移小于 $20\text{ps}/^\circ\text{C}$ （ $0^\circ\text{C}-40^\circ\text{C}$ ）；有两组输出信号： -800mV ， t_r 为 3ns ，宽度 60ns 或 500ns ；TTL电平大于 2V ， $t_r \leq 30\text{ns}$ ，输出阻抗为 50Ω 。

四、幅度和上升时间补偿定时

1. 幅度和上升时间补偿定时原理

幅度和上升时间补偿定时，简称为ARC定时，是恒比定时方法的进一步发展。恒比定时用 $V_T = PA$ 的办法使 $Af(t) - V_T = 0$ 式成立，从而消除幅度 A 变化对定时的影响，但没有消除上升时间变化对定时的影响。为了消除上升时间变化（即形状函数 $f(t)$ 的变化）引起的时间移动，可以取 V_T 为：

$$V_T = PAf(t) \quad (5.2.23)$$

即阈 V_T 不仅随幅度 A 变化，而且随上升时间而变化。则有方程式：

$$Af(t - t_d) - PAf(t) = 0$$

其中 t_d 为延迟时间。设输入信号前沿为线性增长， t_M 为其达峰时间。则在上升时间内，即 $t < t_M$ 时，前沿为：

$$Af(t) = A \frac{t}{t_M}$$

由此，上面方程式成为：

$$\left(-\frac{A}{t_M}\right)(t - t_d) - \left(-\frac{A}{t_M}\right)Pt = 0 \quad (5.2.24)$$

此式可以消去 $\left(\frac{A}{t_M}\right)$ 项，即消去了输入信号上升斜率或上升时间的影响。从而得到与 t_M 及 A 都无关的定时时间 t_A ：

$$t_A = \frac{t_d}{1-P} \quad (5.2.25)$$

由于 $P < 1$ ，则 $t_d < t_A$ 。

上述方法使幅度变化和上升时间变化都得到补偿，消除了时移，故称之为幅度和上升时间补偿定时。

ARC定时电路原理与恒比定时完全一样（见图5.2.14），只是延迟时间 t_d 的大小取得不同。图5.2.16给出ARC定时电路的工作波形。

为实现ARC定时，必须取延迟时间 t_d 为：

$$t_d < (1-P) t_M \quad (5.2.26)$$

只有满足(5.2.26)式的条件， $v_{12}(t)$ 的过零点 t_A 才处在输入信号的上升沿上。因此当上升时间变化时，相应的 $v_1(t)$ 与 $v_2(t)$ 的上升沿也变化，从而使上升时间变化得到补偿，

t_A 保持不变。所以 $t_d > (1-P)t_M$ 与 $t_d < (1-P)t_M$ 是区别恒比定时与 ARC 定时的一个条件。

对于恒比定时, 有 $f=P$, 可见触发比 f 确为常数, 因此称恒比定时为真恒比定时。但是对

ARC 定时, $V_T = P \frac{A}{t_M} t_A$, 触发比为:

$$f = \frac{P}{1-P} \cdot \frac{t_d}{t_M}$$

可见触发比 f 随 t_M 变化, 不是常数 (只有在 t_M 不变时 f 才是常数为真恒比), 所以 ARC 定时不是真恒比定时。

上面讨论的 ARC 定时是有一定条件的, 即限于输入信号前沿线性增长的情况。这是因为两个信号合成的过零点要在上升时间线性增长部分, 才能使上升时间变化得到补偿, 如果上升时间变化不是线性, 就会不满足上升时间补偿条件。对于 PIN 半导体探测器, 在触发比较低时, 信号上升时间近似线性变化, 因此, ARC 定时广泛地用于半导体探测器输出信号的定时电路。

从图 5.2.16 可见, ARC 成形信号 $v_{12}(t)$ 是由 $v_1(t)$ 和 $v_2(t)$ 相减得到的, 所以 ARC 定时的过零斜率是输入信号 $v_i(t)$ 斜率的 $(1-P)$ 倍 (注意恒比定时的过零斜率为原来 $v_i(t)$ 的斜率)。若输入噪声为白噪声, 则 ARC 定时的斜率噪声比 η_{TA} 为:

$$\eta_{TA} = \frac{1-P}{\sqrt{1+P^2}} \eta_{TL} \quad (5.2.27)$$

其中 η_{TL} 为前沿定时的斜率噪声比。由 (5.2.27) 式可见 η_{TA} 小于 η_{TL} , 但在 P 很小时则两者近似相等。

ARC 定时选取定时点在信号上升时间的开始部分, 而探测器输出信号变化主要在后面部分, 所以大大地消除了时间移动。另外, ARC 定时可以取 $t_d \ll t_M$, 使输入信号波形的统计涨落引起的时间晃动比较小, 因此, ARC 定时弥补了恒比定时的不足。

2. ARC 定时电路

前面已经指出, ARC 定时与恒比定时在实现方法上的区别是对 t_d 的选择。ARC 的定时条件为 $t_d < (1-P)t_M$ 。但是, 若取延迟时间 $t_d < (1-P)t_M$ 作为 ARC 定时则会产生新的问题, 因为 ARC 定时和真恒比定时一样都是过零点时刻的定时, 需要用预置甄别器来避免噪声的乱触发, 如图 5.2.14 (a) 所示。预置甄别器为前沿触发甄别器, 它的输出信号 $v_4(t)$ 的起点时刻为 t_d , 显然 t_d 与输入信号前沿及阈电平 V_T 有关。设 $v_i(t)$ 前沿为线性变化, 则有 $t_d = (V_T/A) \cdot t_M$, 其中 A 为 $v_i(t)$ 最大幅度。当 V_T 接近 A 时, t_d 接近 t_M , 当 V_T 比 A 小得多时, $t_d \ll t_M$, 因此 t_d 的变化范围接近于 0 到 t_M 。

对于真恒比, 定时点时刻是在 t_M 的后面, 所以 t_d 总是在定时点之前, 保证预置甄别器在定时点产生时刻前开始工作。对于 ARC 定时, 定时点 t_A 是在 t_M 之前产生, 如果 t_d 是在上述定时时刻之后, 那就会发生定时信号 $v_3(t)$ 已经出现, 但预置信号 $v_4(t)$ 还没有到来的情

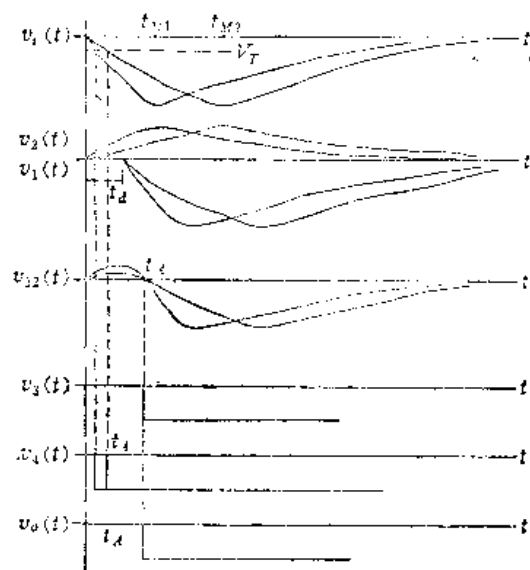


图 5.2.16 ARC 定时工作波形

况, 由此会产生错误的定时信号, 即定时点依赖于预置信号 $v_4(t)$ 的起始时刻 t_4 , 从而又引入新的前沿定时的时间移动。

对于输入信号具有比较小的幅度的情况, 幅度仅超过阈电平 V_T 很小一点时, 会使 t_4 很接近于 t_M , 这就会导致 t_4 在定时点 t_d 的后面, 产生错误定时。为了解决这个问题, 可以用电路剔除幅度接近于阈电平的较小的信号。这样虽然会损失一些计数, 但是定时精度却提高了。

解决上述错误定时的一个有效方法是采用双预置技术。双预置 ARC 定时电路原理如图 5.2.17 (a) 所示。

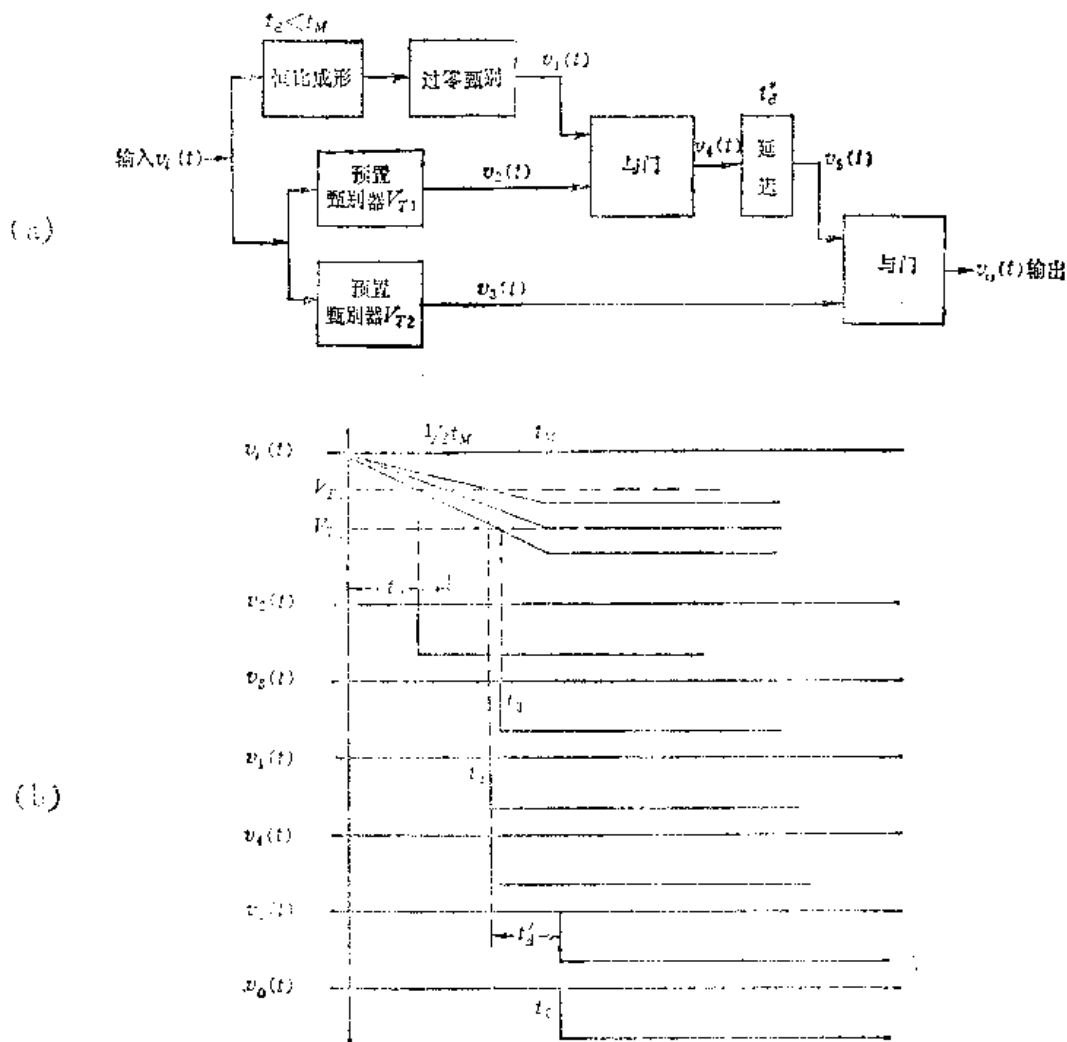


图 5.2.17 双预置 ARC 定时
(a) 电路原理图 (b) 工作波形

虚线框中为原来单预置 ARC 定时电路的框图, 现在又增加另一个预置甄别器 V_{T2} 。设两个预置甄别器的阈电平分别取为 V_{T1} 和 V_{T2} , 并且 $V_{T2} = 2V_{T1}$ 。只有输入幅度大于 V_{T2} 时两个预置甄别器才触发, 输出 $v_2(t)$ 和 $v_3(t)$ 。预置甄别器 V_{T2} 决定电路的阈值, 所以又称为阈甄别器。原来单预置 ARC 输出定时信号 $v_4(t)$ 经适当延迟 (延迟时间 t_d') 以后, 才加到与门 2 上。与门 2 又由信号 $v_3(t)$ 控制, 是否输出定时信号 $v_o(t)$ 。

输入信号幅度 V_{im} 只有超过预置甄别器 V_{T2} 时才能输出定时信号 $v_o(t)$ 。对于幅度 V_{im} 接近阈值的输入信号, 即: $V_{T1} < V_{im} < V_{T2}$, 由于 V_{im} 小于 V_{T2} , 不产生信号 $v_3(t)$, 从而

不打开与门 2，所以不会输出定时信号 $v_o(t)$ ，这样就剔除了刚超过 V_{T1} 的小信号产生的错误定时信号。

由于取 $V_{T2} = 2V_{T1}$ ，从图 5.2.17 (b) 可知，能超过预置甄别器 V_{T2} 的输入信号在预置甄别器 V_{T1} 上的输出信号 $v_2(t)$ 的起始时间 t_2 只在零和 $\frac{t_M}{2}$ 之间变化，因此只要选取延迟时间 t_d 为：

$$-\frac{t_M}{2} < t_d < t_M$$

这就保证定时点在预置甄别器开始工作之后，不会产生错误定时信号。

从图 5.2.17 可以看到，ARC 双极过零信号 $v_1(t)$ 产生时刻为 t_1 ，它一定在预置甄别器 V_{T1} 输出信号 $v_2(t)$ 的起始点 t_2 的后面，但在 t_M 之前。预置甄别器 V_{T2} 输出信号 $v_3(t)$ 的起始时刻 t_3 则在 $t_M/2$ 和 t_M 之间变化。只要将 t_1 适当延迟 t'_d 到 t_3 之后，则可保证输出信号 $v_o(t)$ 的定时点在预置甄别器 V_{T2} 的 $v_3(t)$ 输出之后，实现正确的 ARC 定时。

3. ARC 定时电路实例

图 5.2.18 给出双预置结构 ARC 定时甄别器实例。

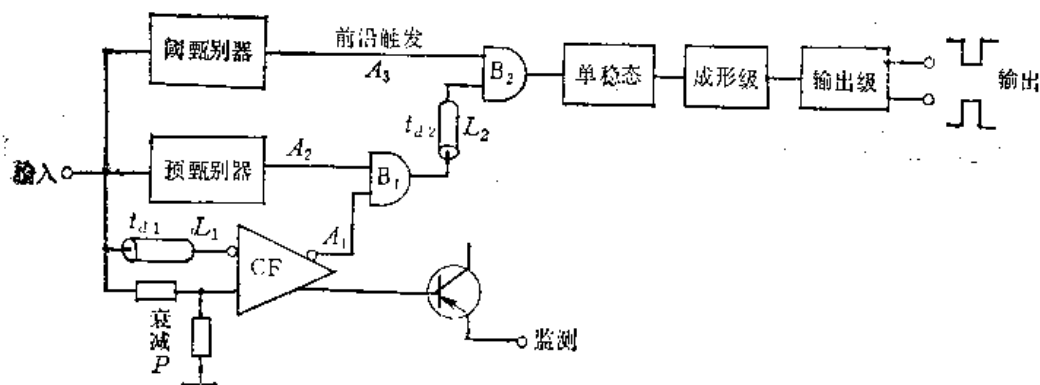


图 5.2.18 具有 ARC 定时功能的恒比甄别器

电路的技术指标为：

动态范围：100 : 1

时移： $< \pm 200\text{ps}$ （输入信号上升时间 t_r 为 1.8ns ）

预置甄别器阈值 V_{T1} 范围： $-10\text{mV} \sim -500\text{mV}$ 。阈值选择应大于噪声电平以排除噪声误触发产生假输出信号。

阈甄别器阈值 V_{T2} 范围： $-20\text{mV} \sim -1\text{V}$ ，选择阈值为预置甄别器阈值的两倍。阈甄别器为第二预置甄别器，前沿触发，其工作原理如图 5.2.17 中所示，用来消除小幅度输入时由于超阈延迟而产生的大时间移动，保证输出信号完全由过零信号定时。

电路中的各个甄别器都由高速电压比较器 AM685 构成。调整时，粗选 t_d 为 $t_r(1-P)$ ，其中 t_r 为输入信号的上升时间。再由监测端进行实验调整。当 P 取 0.2 时，对上升时间 t_r 为 1.8ns 的输入信号， t_{d1} 为 1.44ns 。 t_{d2} 要足够大，使 A_3 信号比与门 B_1 输出信号先到与门 B_2 ，从而消除刚超过预置甄别器阈值的小幅度输入脉冲所产生的大时间移动。定时时刻完全由恒比定时甄别器决定。采用双预置甄别技术要损失一些小幅度信号，但由于 V_{T1} 相当小，所以影响不大。

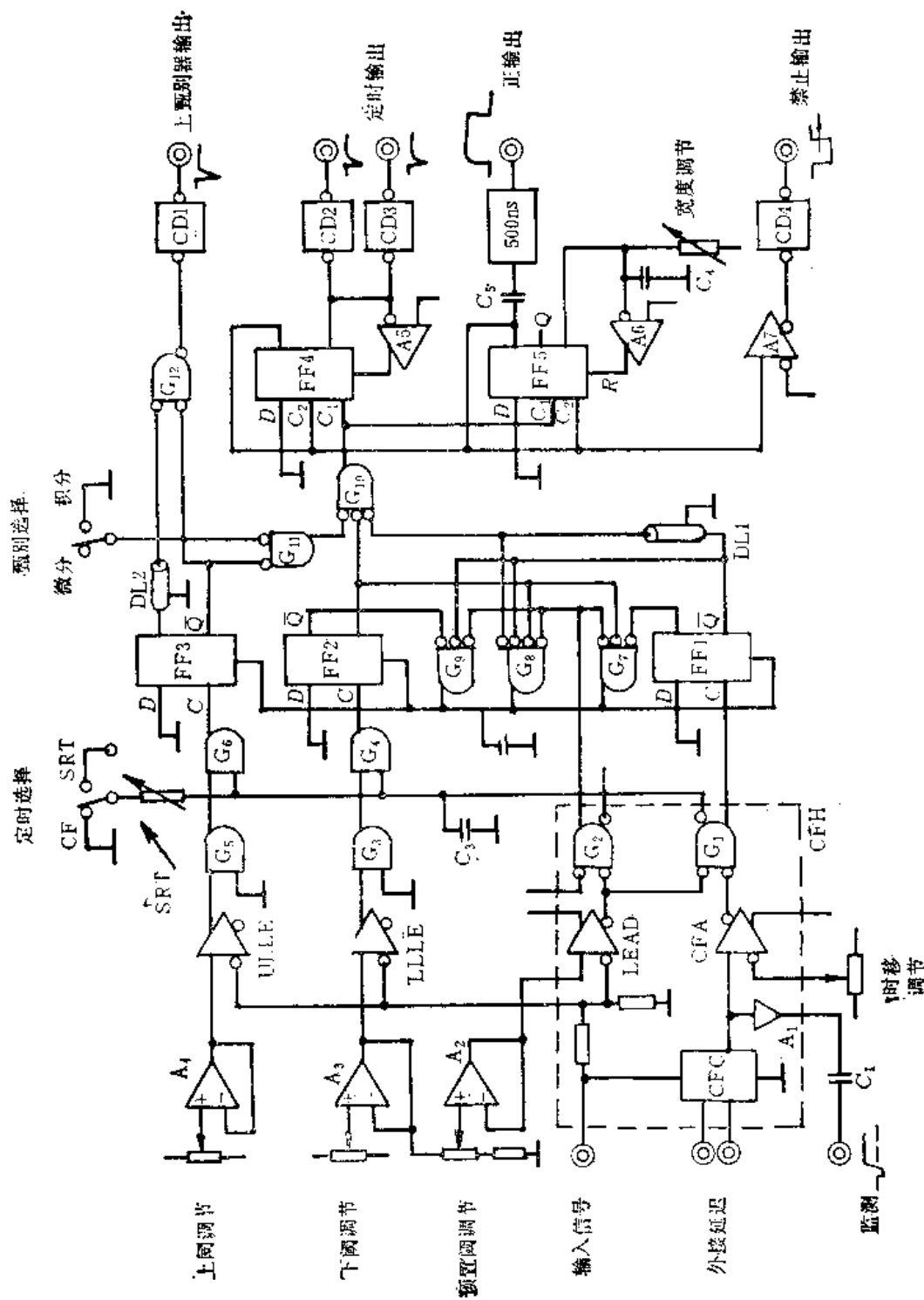


图5.2.19 恒比定时微分甄别器

符号说明:

CF: 恒比定时 FRT: 慢上升时间拒绝对时 CFH: 恒比混合集成电路 CFC: 恒比成形电路
 ULLE: 上阈前沿甄别器 LLE: 下阈前沿甄别器 LEAD: 预置前沿甄别器

图5.2.19给出一个恒比定时微分甄别器的简化方框图。它包括双预置结构的恒比定时甄别器、上下阈前沿甄别器等电路。上阈甄别器和下阈甄别器还可作为微分甄别器。

输入部分有三部分：恒比混合集成块CFH（图中虚线所示）、上阈前沿甄别器和下阈前沿甄别器。输入信号（0V—10V）同时加到三部分的输入端上。CFH的型号为MCF0111。使用单块的MCF0111就可以实现恒比定时功能。在CFH虚线方框中，CFC方框是恒比成形电路，用无源厚膜电路网络（保证内部阻抗匹配）做成微分变压器，产生恒比双极信号。CFC的衰减系数，即触发比为 $f=0.2$ 。CFC外接延迟电缆。恒比双极信号经CFA放大后加到过零门电路 G_1 的一个输入端上。从CFA的另一个输入端可以进行时移调节，使得时移为最小值。CFC的输出又经过缓冲放大器 A_1 输出用以监测过零信号。过零信号在 t_0 点过零。 G_1 的另一输入端接预置甄别器LEAD。预置甄别器的甄别阈通过 A_2 可以调节，因此只有输入信号触发预置甄别器LEAD时 G_1 才输出定时信号。 t_0 的大小是由外接成形延迟电缆的延迟时间 t_d 决定的，而 t_d 的选择则由输入信号的上升时间和脉冲形状来决定（在考虑 t_d 的时候必须加上内部的固定延迟时间约0.7ns）。 G_1 输出的定时信号加到触发器FF1上。它是ECL型的D触发器，FF1输出的定时逻辑脉冲经延迟线DL₁延迟加到符合门 G_{10} 的一个输入端。符合门 G_{10} 有三个输入端，只有三个输入端都有输入时 G_{10} 才有输出。 G_{10} 的输出加到输出成形电路中去。

下阈甄别器LLE是一个前沿甄别器。下阈电平通过 A_3 进行调节，范围为-30mV至5V。下阈甄别器输出信号经门 G_4 加到触发器FF2上。FF2同样是ECL型触发器。FF2的输出加到符合门 G_{10} 的一个输入端上。

上阈甄别器ULE的结构和下阈甄别器LLE类似，也是一个前沿甄别器。上阈电平通过 A_4 调节。上阈甄别器的输出经门 G_5 加到触发器FF3上。FF3的输出经门 G_{11} 加到符合门 G_{10} 的一个输入端上。当选择“微分”工作时，若上阈甄别器被触发，则FF3的输出经 G_{11} 输出一个禁止脉冲给符合门 G_{10} 。当选择“积分”工作时， G_{11} 则不输出禁止脉冲，因此 G_{10} 的工作不受上阈甄别器的影响。另外，上阈甄别器还从FF3经过延迟线DL₂和门 G_{12} 直接输到输出级CD₁，输出一个上阈输出信号。

触发器FF1、FF2和FF3同时通过门 G_7 、 G_8 或 G_9 复位。复位由输入信号再次通过预置甄别器甄别阈（通过门 G_2 ）以及FF1和FF2的相对状态决定。

符合门的输出同时加到单稳态成形FF4和FF5中。FF4和FF5同样是ECL型触发器。FF4构成单稳态电路，通过 A_5 复位，产生宽度为5ns的脉冲。这个脉冲经输出电流推动级输到CD₂和CD₃上，成为定时输出脉冲。

FF5、 A_6 、 C_4 和宽度调节电位器组成一个宽度可调的单稳态电路。宽度调节大致范围为15ns到1000ns。这个脉冲一方面经 A_7 倒相成负的禁止输出脉冲，另一方面经电容 C_5 加到另一个单稳态电路中，产生宽度500ns的NIM慢输出信号（极性为正）。

在图5.2.19中还设有一个慢上升时间拒绝装置。在输入信号的上升时间特别慢时，或者ARC定时用在输入信号幅度超过阈很小一部分时，使用慢上升时间拒绝装置，能阻止这些信号输出。

门 G_1 、 G_9 和可调电位器SRT用来实现慢上升时间阻止作用。将定时选择工作在“SRT”方式挡，恒比过零门 G_1 输出到 G_4 和 G_8 的输入端，并通过电位器连到负电压 $-V$ 上。 G_4 和 G_8 的另一输入端连在下阈甄别器和上阈甄别器输出 G_3 、 G_5 上。可见只有恒比过零门 G_1 有定时信号

输出时, G_4 和 G_6 才打开, 下阈甄别器和上阈甄别器的输出才能通过 G_4 、 G_6 。对于慢上升时间的输入信号, 恒比定时甄别器没有定时信号输出, 即使输入信号超过下阈, 也不会产生定时输出信号, 从而避免了由于慢上升时间或小幅度信号所带来的定时误差。

当不使用慢上升时间阻止装置时, 即定时选择开关工作在“CF”方式。这时 G_4 和 G_6 经电阻接地, G_1 输出对 G_4 和 G_6 不产生作用, 就完成通常恒比定时的功能。

这个恒比定时微分甄别器的主要性能指标如下:

输入信号: $0\text{ V} \sim 10\text{ V}$, 反射小于10% (输入信号上升时间 $t_r \geq 2\text{ ns}$)。

甄别阈范围: 下阈 $-30\text{ mV} \sim -5\text{ V}$, 上阈 $-30\text{ mV} \sim -5\text{ V}$ 。

甄别阈积分非线性: $\leq \pm 0.5\%$ (满度)。

甄别阈温度稳定性: $\leq 0.1\text{ mV}/^\circ\text{C}$ ($0^\circ\text{C} \sim 50^\circ\text{C}$)。

时移: 当输入信号 $t_r \leq 1\text{ ns}$, 宽度 10 ns , 外成形延迟时间为 2 ns , “积分”挡, 时移 $\leq \pm 120\text{ ps}$ ($-30\text{ mV} \sim -3\text{ V}$); 时移 $\leq \pm 200\text{ ps}$ ($-30\text{ mV} \sim -10\text{ V}$)。 (“微分”挡工作时, 幅度范围为 -30 mV 到 -5 V)。

传输延迟: 30 ns (外成形延迟为 2 ns)。

最小脉冲对分辨时间: 约 50 ns (输入脉冲宽度小于 10 ns)。

恒比衰减系数: 0.2 (接阻抗为 50Ω 的延迟电缆)。

五、定时方法比较

前面讨论了前沿定时、过零定时、恒比定时、幅度和上升时间补偿定时。这四种定时方法各有优缺点, 实际工作中可按不同要求选用。

对于探测器输出信号幅度变化范围小和信号形状不变化的情况, 前沿定时的时间分辨率最好。对于信号幅度变化范围大和信号形状不变化的情况, 恒比定时很有效并且在一般情况下代替过零定时, 但此时若用前沿定时则时移很大。对于信号上升时间 (信号形状) 也变化的情况, 要用幅度和上升时间补偿定时。因此, 任何定时方法的选用都和探测器输出信号的特性、探测器电荷收集特性有关。

形成闪烁探测器和半导体探测器输出信号的时间特性是一个复杂的过程, 探测粒子的种类及实验的内容各不相同, 所以在选择定时电路时要按具体要求全面考虑。

有人仔细作了实验, 比较上述三种定时电路对 Ge (Li) 探测器输出信号的性能影响, 得到以下结果: 对单能粒子, 前沿定时的定时误差最小, 但对宽能量范围粒子, 前沿定时的时移最大, 而过零定时对宽能量范围粒子定时误差较小, 但对单能粒子不如前沿定时和 ARC 定时。ARC 定时对宽能量范围粒子的定时误差小, 但对低能粒子却比前沿定时和过零定时差。

对各种探测器输出信号的定时性能进行研究, 结果发现: 闪烁探测器输出信号的时间晃动小, 而且时间分辨 FWHM 正比于触发比 f 。研究发现, 各种探测器都有一个最小触发比 f 。有机闪烁体的 f 为 10% 。NaI (Tl) 探测器的 f 为小于 1% ; 但是当 NaI (Tl) 探测器冷却到 80 K 时为 8% , 这样可以改善前沿定时的性能约 35% 。若用恒比定时 (取 f 为 20%), 其时间分辨 FWHM 比前沿定时减小 30% 。双延迟线成形最好的触发比 f 为小于 15% 。面垒型半导体探测器的收集时间为 1 ns 数量级, 定时性能类似于快闪烁体。锂漂移半导体探测器收集时

间为100ns数量级，触发比 f 小，定时性能好。例如，Ge (Li) 探测器， ^{137}Cs 的 γ 射线，当 f 取50%时，时间分辨FWHM为30ns，若取 f 为5%，则时间分辨FWHM为5ns。

对于具有慢起始上升的信号，即在信号开始部分具有缓慢上升的“脚趾”形的信号，可以用慢上升拒绝电路。在前沿定时、过零定时和ARC定时中都可以采用慢上升拒绝电路，从而提高定时精度。

各种定时方法的工作特点和性能总结如表5.1所示。

表5.1 定时方法比较

	前沿定时	过零定时	恒比定时	ARC定时	慢上升拒绝
工 作 方 式	前沿触发 $Af(t)=V_T$	过零触发 $V_T=0$	$f=p, V_T=PA$ $t_d > (1-P)t_M$		
时 间 移 动	$V_T \left(\frac{t_{M \max}}{v_{i \min}} - \frac{t_{M \min}}{v_{i \max}} \right)$	消除幅度变化时移，不能消除上升时间变化时移	同过零定时	消除幅度和上升时间变化时移	
斜率噪声比	$\eta_{TL} = \frac{v_i'(t_T)}{v_n}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \eta_{TL}$	$\frac{1}{\sqrt{1-p^2}} \eta_{TL}$	$\frac{1+p}{\sqrt{1+p^2}} \eta_{TL}$	
触发比 f	易 调	一 定	可 调		
预置甄别器	不 要	要	要	双予置	
特 点	使用最早，使用普遍，电路简单， f 易调，单能粒子时移小，宽能时移大	幅度变化范围大， f 不能调节	幅度变化范围大， f 可调，小幅度涨落大	消除幅度和上升时间变化时移，要求上升时间线性变化	消除慢上升信号，几种定时都可采用

六、最佳定时滤波器与定时滤波放大器

1. 最佳定时滤波器

从前面分析中可知，用于定时的滤波成形电路与幅度分析中的不同。在幅度分析中，要求滤波成形使信噪比最好，而在定时中则要求斜率噪声比为最好，即 η_T 为最大。这种斜率噪声比达到最大值的定时滤波器称为最佳定时滤波器。

假设输入信号为 $v_i(t) \doteq V_i(\omega)$ ，输入噪声功率谱密度 $S_i(\omega)$ ，滤波器的冲击响应 $h(t) \doteq H^*(\omega)$ ，输出信号 $v_o(t) \doteq V_o(\omega)$ ，输出噪声功率谱密度 $S_o(\omega)$ 。由(5.2.13)式噪声引起的定时误差为 $\sigma_T \doteq \frac{v_n}{v_i'(t_T)}$ ，其中 $v_i'(t_T)$ 为信号在 t_T 时的斜率， v_n 为噪声均方根值。可以求得 σ_T^2 的最小值 $\sigma_{T \min}^2$ 为：

$$\sigma^2_{\text{min}} = \frac{2\pi}{\int_{-\infty}^{\infty} \frac{|v_i(\omega)|^2 \omega^2}{S_i(\omega)} d\omega}$$

(5.2.28)

由:

$$\eta_T = \frac{v_i'(t_T)}{v_s} = \frac{1}{\sqrt{\sigma_T^2}}$$

则可得到最大斜率噪声比 $\eta_{T_{\max}}$ 为:

$$\eta_{T_{\max}} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \left[\int_{-\infty}^{\infty} \frac{|V_i(\omega)|^2 \omega^2}{S_i(\omega)} d\omega \right]^{-\frac{1}{2}}$$

(5.2.29)

最佳定时滤波成形电路的频率响应 $H(\omega)$ 为:

$$H(\omega) = -j\omega \frac{V_i^*(\omega)}{S_i(\omega)} e^{-j\omega t_T}$$

(5.2.30)

从上面分析可以看到, 对于任何一个时间分析系统, 只要知道输入信号的 $V_i(\omega)$ 和输入噪声功率谱密度 $S_i(\omega)$, 就可求得最佳定时滤波器的频率响应。对于最简单的情况, 即输入为白噪声, 输入噪声功率谱密度为常数, $S_i(\omega) = d^2$, 则最佳定时滤波器的频率响应为:

$$H(\omega) = -j\omega \frac{V_i^*(\omega)}{d^2} e^{-j\omega t_T}$$

由 $v_i(t) \rightleftharpoons V_i(\omega)$, $v_i(t) \rightleftharpoons j\omega V_i(\omega)$ 及 $v_i(-t) \rightleftharpoons V_i^*(\omega)$, 可得最佳定时滤波器的冲击响应 $h(t)$:

$$h(t) = \frac{K}{d^2} v_i'(t_T - t) \quad (5.2.31)$$

其中 K 为常数。 $v_i'(t_T - t)$ 表示输入信号 $v_i(t)$ 延迟 t_T 的镜像函数的导数。输出信号 $v_o(t)$ 为:

$$\begin{aligned} v_o(t) &= v_i(t) * h(t) \\ &= \frac{K}{d^2} \int_{-\infty}^{\infty} v_i(\tau) v_i'(t_T - t + \tau) d\tau \end{aligned} \quad (5.2.32)$$

它们的波形如图5.2.20所示。

可以看到, 当最佳定时滤波器的冲击响应 $h(t)$ 有延迟时, 过零时间 t_T 有同样的延迟。但斜率噪声比 η_T 不变。当输入信号幅度变化上升时间不变时, 过零时间 t_T 不变, 但斜率噪声比 η_T 却变了。因此, 虽能消除幅度变化的时间移动, 但对噪声引起的时间晃动不一定最佳。当上升时间变化, 而输入幅度不变时, 过零时间 t_T 变化, 所以不能消除上升时间变化引起的时间移动。因此, 最佳定时滤波器只说明噪声引起的时间晃动最小, 并且可以用此标准比较

定时电路的性能。影响定时误差的因素不单是噪声，还必须考虑其它各种因素的影响，而且在实际上，最佳定时滤波器是不能实现的（与幅度分析中的最佳滤波器一样）。对前面所求得的最佳定时滤波器冲击响应 $h(t)$ ，只能近似它。同时，实际触发器有触发延迟，产生时间移动，这个时移的大小决定于过零点波形的陡度和幅度。所以探测器输出信号形状变化时（例如某些半导体探测器中），过零时间会发生变化。又如，闪烁探测器输出信号幅度小的脉冲形状的统计涨落时，其过零点的时间晃动比前沿定时还大。

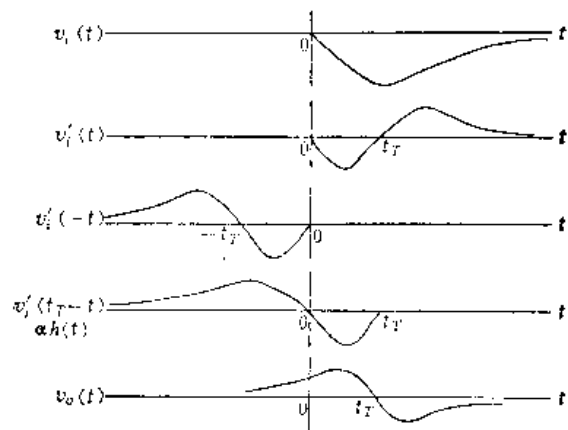


图5.2.20 最佳定时滤波波形

因此，实际定时滤波器的设计比较复杂。现在，在设计中大都使用计算机，并通过实验调整以得到较好的结果。

2. 定时滤波放大器

具有定时滤波电路的放大器称为定时滤波放大器，或定时放大器。定时放大器要求具有快速性能，所以也有称为快定时放大器，或快定时滤波放大器。

定时滤波放大器不同于前面的谱仪放大器，它大多用于时间分析系统定时道中及高计数率系统中。它的主要特点是快速，上升时间一般要小于几个纳秒。通常都采用直接耦合，并要求噪声尽可能小。输出极性通常为负，因为快速定时电路一般要求 *ECL* 标准负输入信号。定时滤波器的积分时间常数要不影响探测器输出信号的上升时间，微分时间常数要使信号尽量快回到基线而且不要对脉冲幅度影响太大。

定时滤波放大器的放大倍数约为几百倍可变。成形滤波器通常为准高斯成形（单极形和双极形）。滤波器成形时间常数比谱仪放大器中的成形时间常数要小得多，一般为几个纳秒到几百纳秒可变。也可以用双延迟线 $(DL)^2$ 成形。

定时滤波放大器的结构如图5.2.21所示。通常采用 $(CR)^2 - (RC)^n$ 和 $(DL)^2$ 滤波成形电路成形。

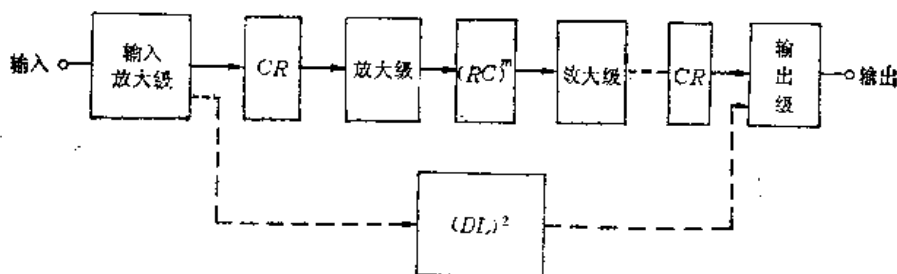


图5.2.21 定时滤波放大器结构

图5.2.22给出一个用于定时测量用的实际定时滤波放大器框图。它和恒比定时甄别器连接在一起，适用于半导体探测器输出信号的定时测量。

这个定时滤波放大器由输入级、极-零相消级 P/Z 和微分级、放大级 A_1 、积分级、放大级 A_2 、输出级、直流反馈级等组成。输入级是一个差分级以便不同极性信号输入。微分级是 CR 微分并有极-零(P/Z)可调。放大级 A_1 和放大级 A_2 由混合集成块构成,放大倍数可调。积分级由 RC 积分组成。输出级是具有双极输出和很大负载能力的放大器,放大倍数为5。直流反馈由 A_3 组成, A_3 连成积分器,时间常数为150微秒(相当 7 kHz)。这个定时滤波放大器的主要技术指标如下:

输入幅度范围: $0\text{ V} - \pm 1\text{ V}$ (线性范围)。偏置范围为 $0\text{ V} - \pm 5\text{ V}$ 。最大输入 $\pm 5\text{ V}$ 。

输出幅度范围: $0\text{ V} - \pm 5\text{ V}$ (线性范围,阻抗 50Ω 电缆负载)。

上升时间: 小于 10 ns (最小积分挡),其他挡约为 2.2τ (τ 为积分时间常数)。

噪声: 输入噪声小于 $10\mu\text{ V}$ (τ 为 200 ns ,最大放大倍数)。

积分非线性: 小于 $\pm 0.05\%$ ($\pm 5\text{ V}$)。

放大倍数: 2到250可调。

放大倍数温度稳定性: 小于 $0.06\%/^{\circ}\text{C}$ ($0 - 50^{\circ}\text{C}$)。

直流电平温度稳定性: 小于 $25\mu\text{ V}/^{\circ}\text{C}$ (输出端, $0 - 50^{\circ}\text{C}$)。

微分时间常数: 20 nt 、 50 ns 、 100 ns 、 200 ns 、 500 ns ,最大 $150\mu\text{ s}$ 。

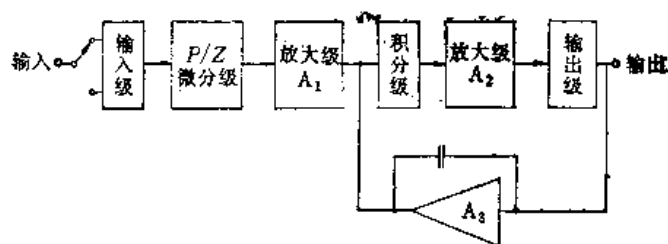


图5.2.22 实际定时滤波放大器框图

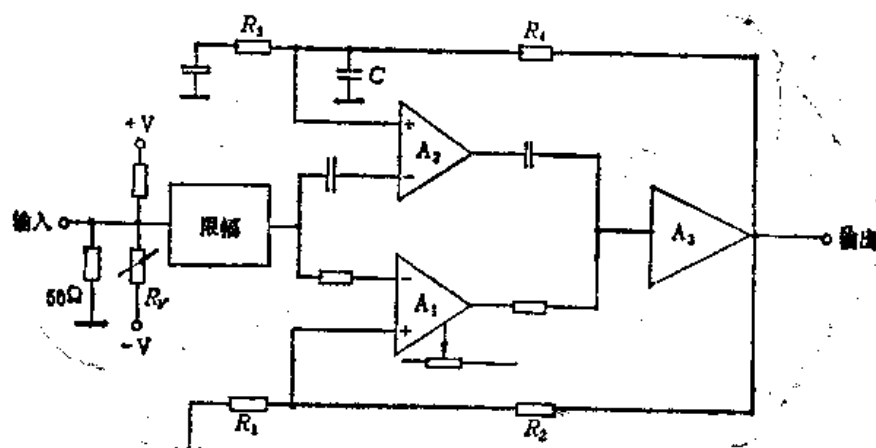


图5.2.23 定时放大器中的放大节实例

积分时间常数: 20 ns 、 50 ns 、 100 ns 、 200 ns 、 500 ns ,最小 10 ns 。

图5.2.23是另一个实际定时滤波放大器中的一个放大节电路。这个定时滤波放大器的主要特点是快速,所以实际上是一个快放大器。它的上升时间和下降时间都为 1.2 ns 。每节的

放大系数为4.5。可连接四节，达到总放大倍数410。它可用在恒比定时甄别器、线性门、快电流积分器等前面。由于它的直流耦合和快速回零，所以过载恢复时间、基线漂移等都很小。

这个放大节的工作原理简述如下：输入信号的低频分量经直流耦合到 A_1 放大，高频分量经交流耦合到 A_2 放大。放大以后的低频分量和高频分量在 A_3 中相加后再输出。这是一种快-慢反馈环结构。这种结构不仅有快速放大的优点而且有过载恢复时间小和基线偏移小等优点。电位器 R_V 可以调节输入直流电平为零伏。由二极管提供限幅过载保护。低频放大由反馈回路 R_1-R_2 决定，高频放大由反馈回路 R_3-R_4 决定。可调电容 C 调节高频响应特性。

定时放大器的主要特性如下：

频带宽度：直流到300MHz，不倒相。

放大倍数：每节4.5，四节410。

输入端噪声：小于 $50\mu V$ (rms)。

积分非线性：小于 $\pm 2\%$ (输出 $\pm 1V$)。

温度不稳定性：小于 $\pm 100\mu V/^\circ C$ ($0-50^\circ C$)。

过载恢复时间：小于4ns ($\times 20$ 倍过载)。

传输延迟：每节为2ns。

输入阻抗为 50Ω ，线性范围 $\pm 220mV$ ，反射小于5% ($\pm 10V$, t_r 为1ns)。最大输入 $\pm 10V$ (直流)， $\pm 50V$ (瞬态)。

输出线性范围 $\pm 1V$ ，上升时间和下降时间1.2ns，过冲小于3%。

七、定时单道脉冲幅度分析器

具有定时功能的单道脉冲幅度分析器称为定时单道脉冲幅度分析器。显然，它同时具有单道脉冲幅度分析的功能和定时功能。定时单道分析器输出脉冲不仅包含输入脉冲幅度大小的信息，而且输出脉冲和输入脉冲有固定的时间关系。因此可以用来进行包含时间信息的脉冲幅度测量，例如选取一定能展范围内核事件的反符合测量或波形甄别等。

按定时误差的不同，定时单道分析器分为慢定时单道(μs 数量级)和快定时单道(ns数量级)两种。按定时方法不同，定时单道通常分为前沿定时、过零定时和恒比定时三种。前沿定时单道用于闪烁探测器信号的快成形；过零定时单道用于双极成形或(DL)²成形；恒比定时单道对于单极性准高斯成形信号的效果最好。显然，从信号幅度变化引起时间移动来看，以恒比型单道为最好，过零型次之，前沿型为最差。

定时单道分析器的性能除单道脉冲幅度分析器的所有性能外，还有关于定时方面的性能，例如动态范围、时移大小、时移调节等。

实现定时单道脉冲幅度分析器的方法较多，通常可采用延迟输出的方法，使输出信号和输入信号有确定的时间关系，较多的则采用后沿恒比定时原理构成。下面介绍几种实际的定时单道脉冲幅度分析器。

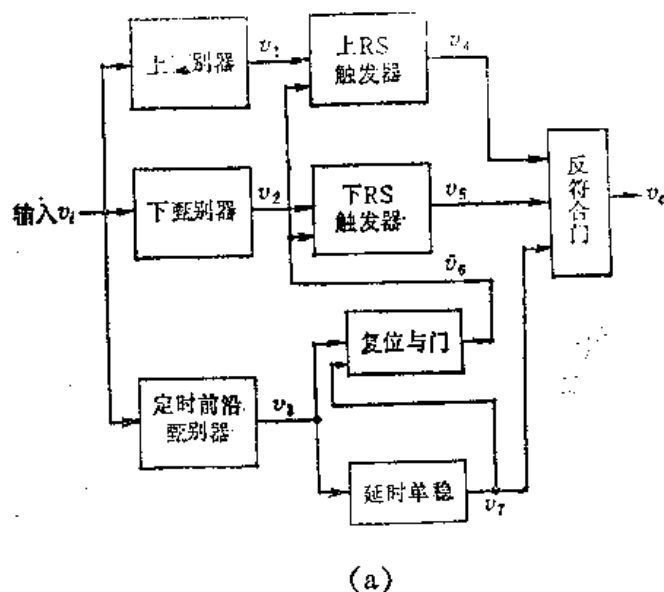
(1) 慢定时单道脉冲幅度分析器

图5.2.24给出一个慢定时单道脉冲幅度分析器实例，

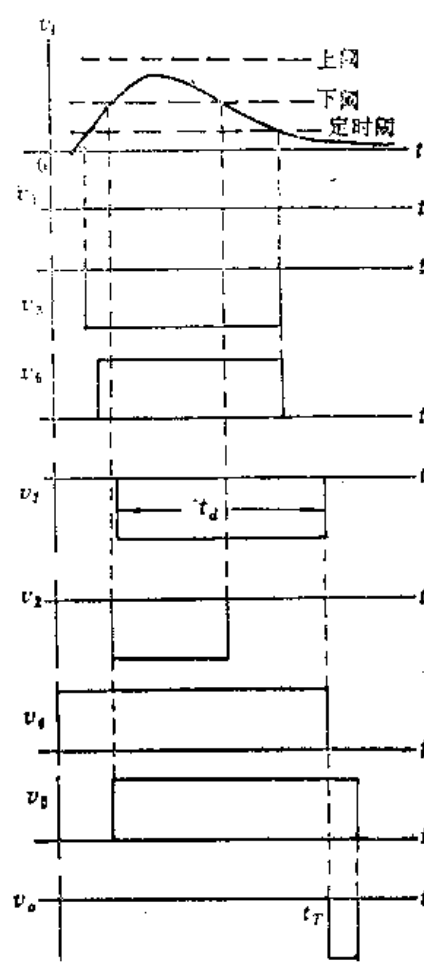
它除了包括上、下甄别器，反符合电路等组成单道脉冲幅度分析器的单元外，还没有作

为定时用的前沿甄别器。因此这是一个前沿定时的定时单道分析器。

如图5.2.24(b)所示, 定时单道分析器的输出信号不可能在输入信号的前沿产生, 只要输出信号和输入信号保持固定延迟, 则仍可保留输入信号的时间信息。定时脉冲由定时阈 V_T 的前沿甄别器和延迟单稳电路提供。前沿甄别器输出脉冲 v_3 在 t_s 时刻产生,



(a)



(b)

图5.2.24 慢定时单道脉冲幅度分析器

(a) 框图结构

(b) 工作波形

经过单稳电路产生固定的延迟时间 t_d , 在 t_T 时刻产生输出定时脉冲 v_0 。但是 v_0 能否输出还受反符合门的 1、2 端所控制, 后者起一般单道分析器的幅度选择作用, 即只有幅度处在上下阈之间的输入信号允许反符合门输出定时脉冲 v_0 。

在输入信号幅度从 1.0V 变到 10V (动态范围为 10) 时, 定时时刻变化为输入信号上升时间的 20%, 例如若输入信号上升时间为 $2\mu\text{s}$, 则时移为 $0.4\mu\text{s}$ 。可见定时误差较大, 它属于微秒数量级定时单道分析器。

(2) 后沿恒比定时单道脉冲幅度分析器

恒比定时单道脉冲幅度分析器的定时误差比前沿定时单道要小得多。例如, 一个恒比定时单道分析器, 动态范围 200 时的时移为 6ns, 若动态范围为 10, 则时移小于 1ns, 所以纳秒量级的定时单道分析器多用恒比定时。

在前面讨论恒比定时方法时都是指前沿恒比定时, 在输入信号前沿恒定的比例点上检出时间信息, 这是广泛用于“快”信号的定时方法。但是, 时间信息也可以从“慢”信号中检出, 从这些信号所能获得的时间分辨率较之以“快”信号前沿所得到的要差, 不过它仍能适用于幅度变化范围很宽的情况。

对于谱仪放大器成形后的“慢”信号常采用后沿恒比定时方法。它是在信号达到峰值以后进行定时，也就是在信号的后沿部分产生定时脉冲，检出时间信息。此信号可以是单极性的，也可以是双极性的。

后沿恒比定时的原理框图和工作波形如图5.2.25(a)和图5.2.25(b)所示。

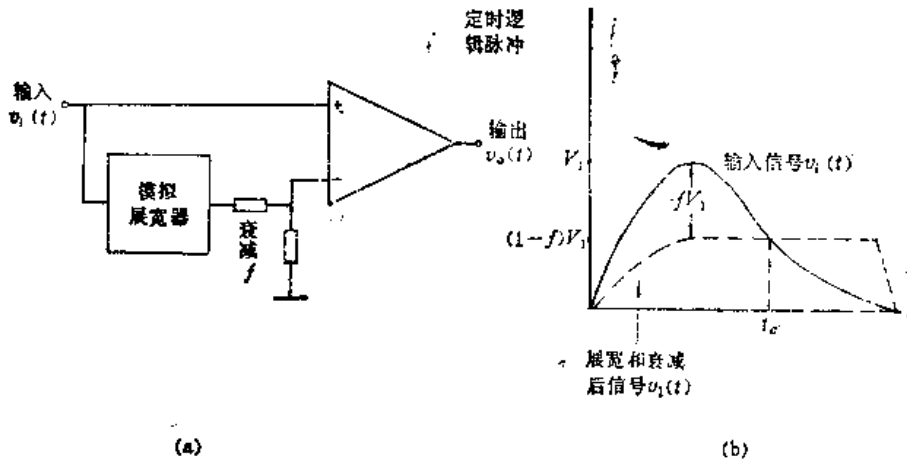


图5.2.25 后沿恒比定时原理
(a) 原理方框图 (b) 工作波形

输入信号 $v_i(t)$ ，一路加到比较器的一端，另一路经模拟展宽器展宽和按一定比值 f 衰减后成为 $v_1(t)$ 。 $v_1(t)$ 加在比较器的另一输入端，作为恒比触发阈。由此， $v_i(t)$ 和 $v_1(t)$ 相减，合成为双极过零信号。它的过零时刻为 t_c 、 t_s 的大小与输入信号幅度无关，但 t_c 是落在输入信号的后沿上，所以称为后沿恒比定时。注意，此处的触发比 f 值与前面所述有所不同，从图5.2.25(b)可见，衰减后信号 $v_1(t)$ 的幅度为输入信号幅度的 $(1-f)$ 倍。

后沿恒比定时可以消除输入信号超阈延迟引起的时间移动，但它的定时点 t_c 与输入信号的波形有关。为此，根据输入信号的波形，仔细选择 f 值来减小定时误差。

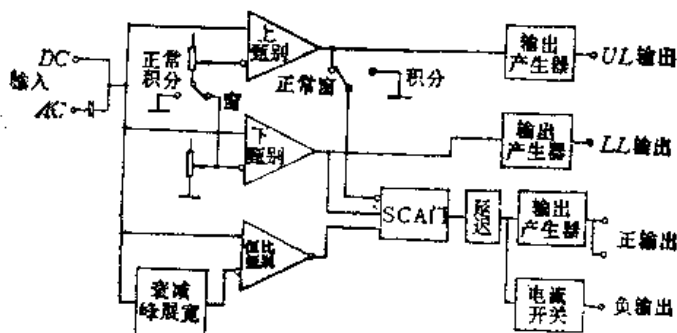


图5.2.26 纳秒量级定时单道脉冲幅度分析器原理框图

后沿恒比定时特别适用于定时单道脉冲幅度分析器，因为定时单道分析器的输入信号是从谱仪放大器来的，定时单道对此信号同时进行能量分析和时间分析。脉冲幅度的测量由输入信号幅度的峰值甄别来达到，定时测量则由后沿恒比定时在信号峰值以后的部分进行恒比

定时, 给出定时信号。

图5.2.26给出一个用后沿恒比定时原理做成的单道分析器的实例。

输入信号同时加到三个甄别器(上甄别器UL、下甄别器LL、恒比甄别器CF)和衰减-峰展宽器电路上。在输入信号开始时, 恒比甄别器CF就被触发, 由衰减-峰展宽电路产生展宽峰顶和衰减50%的信号作为甄别器的阈电平输入。输入信号幅度下降到50%电平时, CF甄别器复位。CF甄别器复位时, 单道分析器门SCA被触发, 此时LL甄别器已被触发, UL甄别器不触发或不使用。所以SCA门对上述两个逻辑状态和时间进行响应。若SCA门响应, 则选通延迟电路, 并在延迟后产生输出。

内选通时的工作波形如图5.2.27所示。

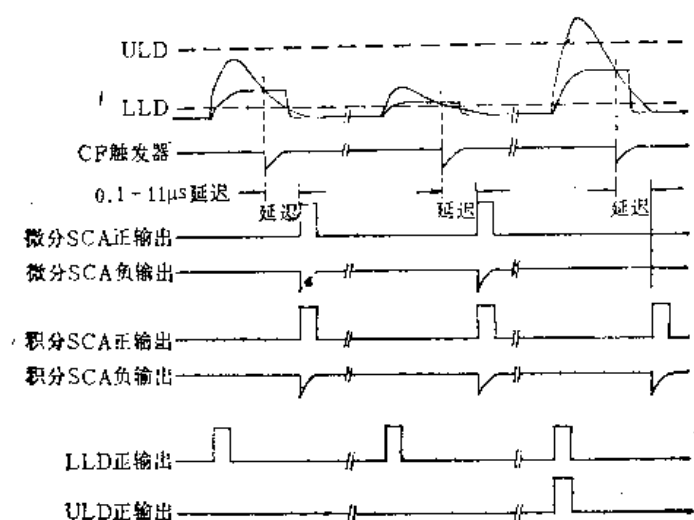


图5.2.27 定时单道分析器的工作波形(内选通)

它给出三种不同输入信号幅度的工作情况: 输入信号幅度处于上下阈值之间的两个信号, 但它们的幅度有差别; 输入信号幅度超过上阈的情况。

由图可见, 输出SCA信号的定时由恒比甄别器定时时间加一段延迟时间决定。延迟时间从 $0.1\mu\text{s}$ 到 $11\mu\text{s}$ 可变。若输入信号幅度同时触发上下甄别器, 则SCA无输出。

定时单道分析器输出快(负)定时信号和慢(正)定时信号。输出信号相对于输入信号的定时, 用恒比定时方法精确地得到。当输入信号幅度变化 $100:1$ 时, 定时时刻变化小于 3ns , 这比前沿定时变化要小得多了。输入信号可以是RC成形或DL成形的单极或双极信号。内选通时输出定时相对于输入时间延迟为输入信号后沿50%处的时刻再加一个可变延迟时间。可变延迟为 100ns 到 $11\mu\text{s}$ 可调, 以适合于各种应用。外选通时, 输出在选通时间时产生, 所以选通信号前沿必须在恒比定时后 $5\mu\text{s}$ (或 $50\mu\text{s}$) 中产生。定时单道可工作于三种类型: 积分型, 下阈 $0\text{V}-10\text{V}$; 正常型, 上下阈分别可调; 窗口型, 下阈 $0\text{V}-10\text{V}$, 上阈(窗口)为下阈阈值加上 $0\text{V}-1\text{V}$ 。它的动态范围为 $100:1$; 脉冲对分辨率在负输出时为脉冲宽度加延迟加 100ns , 最小 220ns ; 在正输出时为脉冲宽度加延迟加 200ns , 最小 800ns ; 甄别器非线性小于 $\pm 0.25\%$ (满度); 动态范围 $10:1$ 时它的时移为 $\pm 1\text{ns}$, $50:1$ 时为 $\pm 2.5\text{ns}$, $100:1$ 时为 $\pm 3.0\text{ns}$ 。

§3 符 合

一、符合方法

符合方法在核物理实验中有广泛的应用。在物理上,符合是指两个物理事件在时间上相互重合。图5.3.1是符合实验测量框图。

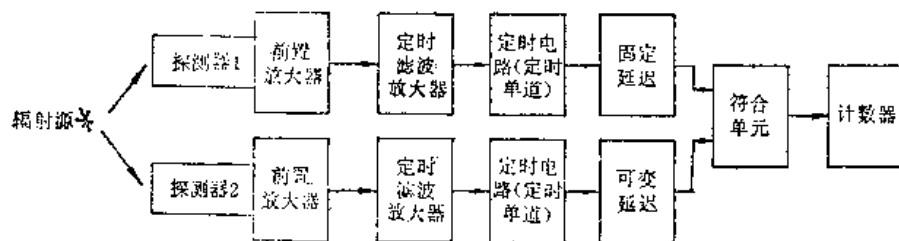


图5.3.1 符合方法方框图

来自辐射源的一个核事件被两个探测器探测到,两个探测器的输出信号经过放大成形后由定时电路定时,定时电路输出幅度与宽度不变的脉冲到符合单元的两个输入端。若两个信号在时间上符合,则符合单元输出一个信号到计数器计数,表示是一个符合事件。

借助于时间上的符合或不符合可用来确定两个或两个以上事件所产生的脉冲的时间关系。

理想的符合是指两个事件在时间上完全重合,即两个事件的时间差 $\Delta t = 0$,这在实际上是不可能的,因为任何一个核事件都有一定的时间过程,核辐射探测器输出信号都有一定的时间宽度和一定的时间涨落。所以实际的符合指的是事件在一定的时间间隔内的重合。

在电子学上,符合是指脉冲信号的符合,即在一个给定时间间隔中,选定的两道或更多道上出现脉冲。具有符合功能的电路单元称为符合单元。所以符合单元(或称逻辑单元)是指有下列功能的电路单元:当输入信号的时间重叠满足预先给定的符合条件时就输出一个时间确定的信号。

显然,符合单元的基本逻辑功能相当于一个数字门电路,如图5.3.2所示。对于正信号输入,相当于一个与门,如图5.3.2(a);对于负信号输入,相当于一个或门,如图5.3.2(b)。

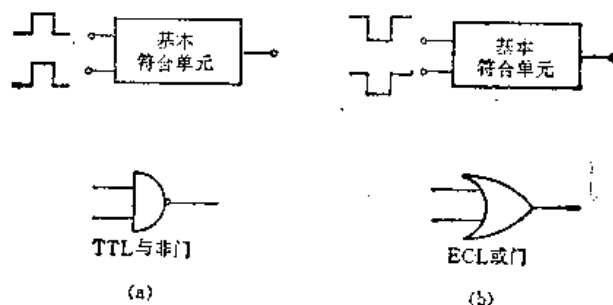


图5.3.2 基本符合单元

具有两道输入的符合称为两重符合。两重符合电路单元的逻辑功能如表5.2所示。

具有多道输入的符合称为多重符合。多重符合逻辑功能类似于两重符合。但它是多重输

入，所以可组成各种逻辑功能。表5.3 是四输入A、B、C、D的四重符合逻辑功能。

表5.2 两重符合逻辑功能

第 1 道	1	1	0	0
第 2 道	1	0	1	0
符合单元输出	1	0	0	0

表5.3 四重符合逻辑功能
(“+”：或逻辑，“·”：与逻辑)

输入数	功 能	符合水平	说 明
4	$A+B+C+D$	1	4重或逻辑
3	$A+B+C$ $B+C+D$ $A+C+D$ $B+A+D$	1	3重或逻辑
2	$A+B$ $B+C$ $C+D$ $D+A$ $A+C$ $B+D$	1	2重或逻辑
1	A, B, C, D	1	脉冲标准成形
4	$A \cdot B + A \cdot C + A \cdot D + B \cdot C + C \cdot D + B \cdot D$	2	任何4输入中的2重与逻辑
3	$A \cdot B + C \cdot A + B \cdot C$ $B \cdot C + C \cdot D + D \cdot B$ $A \cdot C + C \cdot D + D \cdot A$ $B \cdot A + A \cdot D + B \cdot D$	2	任何3输入中的2重与逻辑
2	$A \cdot B, A \cdot C, A \cdot D, B \cdot C, C \cdot D, B \cdot D$	2	2重与逻辑
4	$A \cdot B \cdot C + B \cdot C \cdot D + A \cdot C \cdot D + B \cdot A \cdot D$	3	4输入的任何2重与逻辑
3	$A \cdot B \cdot C, B \cdot C \cdot D, C \cdot D \cdot A, B \cdot A \cdot D$	3	3重与逻辑
4	$A \cdot B \cdot C \cdot D$	4	4重与逻辑

与上述符合功能相反，若在给定的时间间隔中，当选定的一个(或几个)输入端出现一个(或几个)信号时，该信号(或事件)即阻止逻辑单元电路相应地产生输出信号，此为反符合功能。具有反符合功能的电路单元称为反符合单元。反符合单元电路逻辑如图5.3.3所示，可以由非门和与门组成。反符合单元逻辑功能如表5.4所示。

由表5.4的逻辑功能可知，反符合信号是一个“禁止”信号，即只要有反符合信号，则不管其他输入端状态如何，都没有信号输出，所以反符合端又称禁止端。在核电子学测量系统中，禁止信号具有特殊的用途，例如在粒子

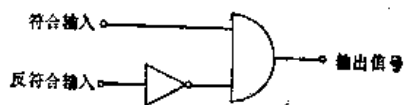


图5.3.3 反符合单元电路逻辑

表5.4 反符合单元逻辑功能

符 合 端	1	1	0	0
反 符 合 端	1	0	1	0
反 符 合 单 元 输 出	0	1	0	0

加速器的束流间隔期间可以用它禁止其他逻辑系统工作，或可用它记录本底信号。禁止信号通常用NIM标准信号，称为机箱门信号，其上升时间和下降时间约为30ns—50ns。

符合电路的结构如图5.3.4(a)所示，它由符合单元、脉冲幅度甄别器和计数器组成。图5.3.4(b)是其工作波形。

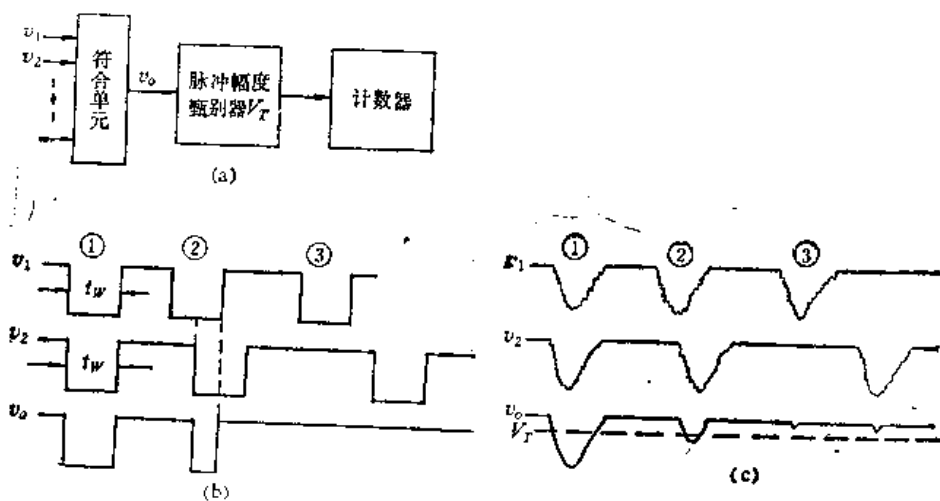


图5.3.4 符合电路工作

(a) 符合电路结构框图 (b) 理想工作波形
(c) 实际工作波形

设输入信号为矩形脉冲，宽度为 t_w 。对于第①号信号，输入信号 v_1 和 v_2 完全重合，则输出 v_0 ， v_0 宽度为 t_w ；对于第②号信号， v_1 和 v_2 只有部分重合，则输出 v_0 的幅度不变，但宽度变小了；对于第③号信号， v_1 和 v_2 不重合，则无 v_0 输出。

符合电路分辨时间 τ 定义为：能产生符合输出的几个输入端脉冲之间的最大时间间隔。

在理想情况下，即输入信号为矩形脉冲，而且不存在时间移动与晃动，符合电路不存在过渡过程，则时间间隔在 $(\pm t_w)$ 之间的信号都会产生符合输出，这个时间间隔就是符合电路的分辨时间。对于图5.3.4(a)，符合电路的分辨时间为： $\tau = 2t_w$ ，能产生符合输出的输入信号最大间隔为输入信号宽度的两倍。它表示信号间隔在 $-t_w$ 到 $+t_w$ 内（一个脉冲相对于另一个可超前或落后）都可产生符合输出。

核电子学中符合电路分辨时间大约是从微秒数量级到纳秒数量级。按分辨时间不同，微秒数量级的称为慢符合电路，纳秒数量级的称为快符合电路。

实际上符合电路的输入信号不是理想的矩形脉冲，而是具有一定上升时间和下降时间并且混有噪声的信号，如图5.3.4(c)所示。从图可见，符合电路输出信号 v_0 是一个幅度与形状都变化的信号。第①号信号完全重合，则 v_0 最大；第②号信号部分重合，则 v_0 幅度、宽度皆变小；第③号信号不重合，但仍然有小信号输出（漏出或与噪声符合输出）。

通常,符合电路输出后面必须跟着一个脉冲幅度甄别器,以便把不是真符合的输出信号甄别掉。如图5.3.4(c)所示,设甄别器的甄别阈为 V_T ,则它把输出信号幅度小于 V_T 的信号甄别掉。这样一来,虽然可以把假输出信号甄别掉,真符合信号也会损失一部分,例如那些部分符合但输出信号幅度小于 V_T 的真符合信号。

在上述情况下,符合电路的分辨时间不是等于输入脉冲宽度的两倍,而是通过测量符合电路的符合曲线来决定。所谓符合曲线是指输入信号的相对延迟时间与符合计数之间的关系曲线。在实际应用中,常常要测量符合电路的符合曲线,以确定符合电路本身的电子学分辨时间。图5.3.5给出测量符合曲线的装置图。

脉冲发生器给出宽度为 t_w 的脉冲信号,经三路匹配器输到固定延迟器和可变延迟器中,经延迟后加到符合电路的输入端1和2上。改变两道相对延迟时间 $\tau_d = \tau_{d2} - \tau_{d1}$,其中 τ_{d2} 和 τ_{d1} 分别为固定延迟器和可变延迟器的延迟时间,测量符合电路输出的计数 n ,则可测得符合曲线,如图5.3.6所示。

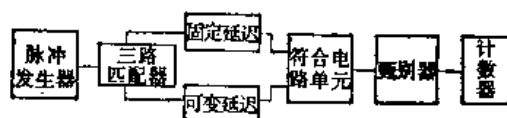


图5.3.5 符合曲线测量装置

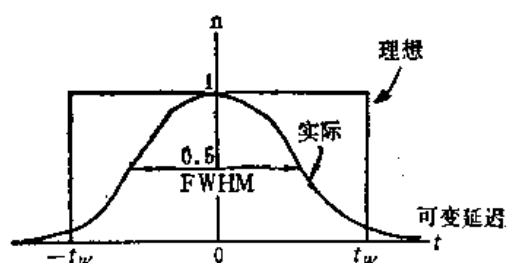


图5.3.6 符合电路符合曲线

理想的符合曲线如图5.3.6中①所示,是一对称的矩形分布,横坐标是相对延迟时间 τ_d ,纵坐标是在不同 τ_d 时测得的符合计数 n 。当 $|\tau_d| > t_w$ 时,无输出。符合电路的分辨时间定义为符合曲线的半高宽FWHM。因此,理想的符合分辨时间为 $2t_w$ 。

实际上,输入脉冲信号具有上升时间和下降时间,符合电路本身有过渡过程,因此在两个输入信号部分重合时,符合输出信号幅度变小。若符合输出信号幅度小于甄别阈时则不能被记录,所以实际符合曲线如图5.3.6中②所示。由这个分布曲线可求得半高宽FWHM,即符合电路的分辨时间。

在上述测量中,信号源为脉冲产生器,因而所测的曲线为电子学符合曲线,分辨时间为电子学分辨时间。

如果用辐射源代替信号发生器作为信号源(如瞬时符合源 ^{60}Co),则可测得物理符合曲线和物理符合分辨时间。物理符合曲线和分辨时间包括探测器、定时电路等各种因素对符合的影响,所以是一个符合测量系统的性能指标。在符合实验中,分辨时间是一个十分重要的参数。

更详细描述符合电路的性能可以用以下四个参数:双脉冲分辨时间,符合重叠,符合宽度和时间分辨力。

双脉冲分辨时间定义为对于两个或更多个十分接近的输入信号区分开来的能力,或说对上述信号的响应能力。双脉冲分辨时间同样要包括最多的符合重数,包括反符合在内,例如,带反符合(禁止)的四重符合。

符合重叠定义为符合单元能识别输入信号同时存在和产生一个输出信号之前所需要的最

小输入重叠。有时符合重叠也定义为输入信号的最小宽度。当输入信号的宽度小于此宽度时，符合单元不能产生符合输出。

符合宽度定义为最窄的符合曲线的FWHM。

符合曲线陡度定义为符合曲线的有效斜率，例如，符合计数从100%计数效率到1%效率的时间间隔。

符合曲线陡度和符合宽度一起表示符合电路区别同时性的能力。

此外，符合电路单元还经常用到另一个特性指标：符合系数。符合系数表示有一道符合输入时的输出信号幅度与两道符合输入时（对二重符合单元）或多道符合输入时（对多重符合单元）的输出信号幅度之比值。

二、符合电路

符合测量中有慢符合和快符合之分，在电路上也可分为慢符合电路和快符合电路。下面分别予以介绍。

1. 慢符合电路

慢符合电路的分辨时间范围大概为10ns到10μs之间。慢符合电路单元大多用与非门作成，TTL门可做到分辨时间约0.1μs左右，ECL电路可达到纳秒数量级。慢符合电路的分辨时间通常做成连续可调。

慢符合电路一般有多个输入端（一般为三个到五个），除了符合功能外，一般还设有反符合功能，因此各个输入端（输入道）可以任意组合成符合反符合功能，以满足各种实验的要求。符合电路输出信号一般符合NIM逻辑信号标准。

图5.3.7是一个实际符合反符合电路的方框图。

电路有三个符合输入端（符合输入A、B、C）和一个反符合输入端。整个电路由三个符合道、一个反符合道、符合反符合电路单元和输出级等部分组成。

符合反符合电路单元如图5.3.8所示。为了提高速度，采用晶体管射极耦合电路形式。电路是按“或”门电路原理工作的。

三个符合输入和一个反符合输入分别从四个晶体管的基极输入。符合输出是从它们并联集电极输出。四个晶体管的射极连在一起并通过电阻到地，这是一种射极耦合结构（ECL结构）。由于管子工作于不饱和状态，它具有速度快的优点。这种符合反符合电路单元还具有符合系数大的优点，能很好区别符合和不符合状态。

实际符合电路都需要一个比较好的输入成形级，使输入信号成形为宽度相同而且稳定的脉冲信号，再加入到符合电路单元中。所成形的脉冲宽度要便于调节，以得到合适的分辨时间。另外，符合电路单元输出信号也要成形为一定幅度和宽度的脉冲，以便后面计数器记录或用于符合控制。

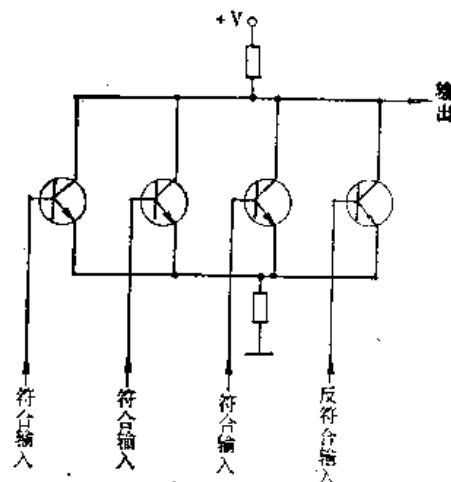


图5.3.8 符合反符合电路单元的结构

在图5.3.7中，输入信号经电容到二极管限幅器，对于过大的输入信号，二极管限

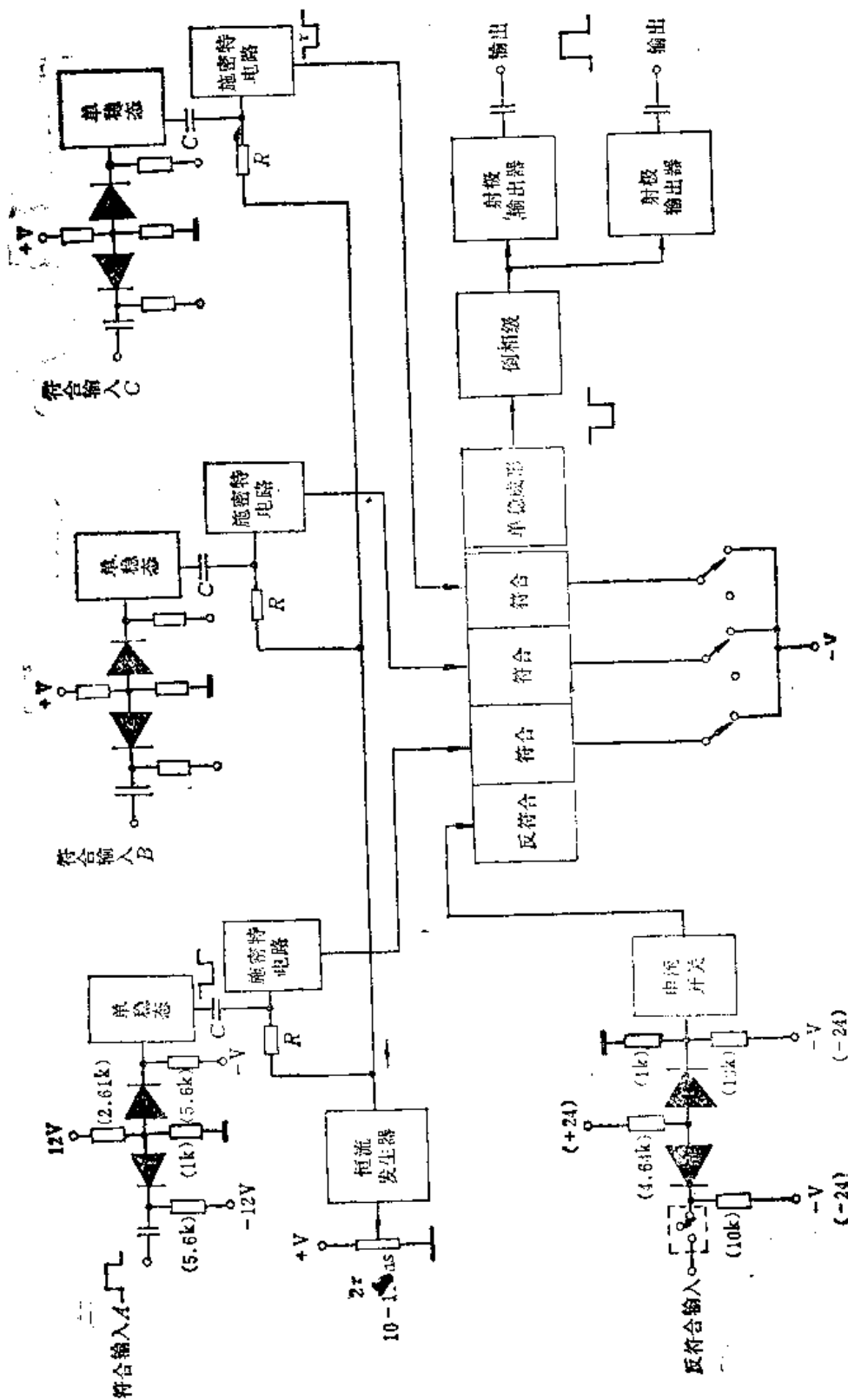


图5.3.7 实际符合反符合电路框图

幅器限制幅度约为几伏。然后,由单稳态成形电路成形,输出一定幅度和宽度的脉冲,再送到施密特甄别器电路中成形。施密特甄别器电路包括一个时间成形网络,用来调节输出脉冲的宽度 τ 。三路符合输入的分辨时间(2τ)由同一电位器进行调节,所以输出宽度相同的脉冲到三个符合电路单元的输入端中去,从而实现符合电路的分辨时间调节。当三路输入脉冲信号重叠时,则由符合电路单元产生输出脉冲。反符合输入信号可以是脉冲信号,也可以是直流信号(直流耦合),用来禁止符合电路单元输出信号。

在电路结构上,三个作为符合电路单元的三极管和一个作为反符合电路单元的三极管连在一起与其他电路元件组成一个单稳态电路。当符合时,单稳态电路就被触发,输出一个负脉冲,这个负脉冲经倒相级,由射极输出器输出。

这个符合反符合电路的脉冲对分辨时间小于 10ns (任何信号输入)。 2τ 分辨时间,在符合信号时为 10ns — 110ns ,在反符合信号时由输入脉冲信号的宽度决定。当温度在 0°C 到 50°C 范围变化时, 2τ 的变化小于 $0.2\%/^\circ\text{C}$ 。符合和反符合输入端的输入阻抗大于 $3\text{k}\Omega$ 。输出信号有两个,输出阻抗小于 10Ω 。

2. 快符合电路

快符合电路单元是用高速元器件(例如高速隧道二极管、高速二极管等)做成的。快符合电路单元再加上甄别、成形等电路就可组成快符合电路。

图5.3.9给出一个用隧道二极管作成的快符合电路单元。

两路输入电流信号(输入1和输入2)相加使隧道二极管TD翻转,从而产生符合输出。当只有一路信号输入时,输入信号不够大,不能使隧道二极管翻转,电路就没有输出。

由隧道二极管作成的符合电路单元的分辨时间可达几纳秒。但是,隧道二极管的温度稳定性较差,大多使用在温度稳定性要求不高的地方,否则应附加温度稳定补偿电路。

图5.3.10是电流相加型快符合电路单元。

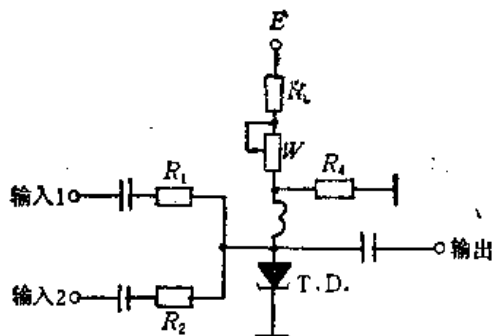


图5.3.9 隧道二极管符合电路单元

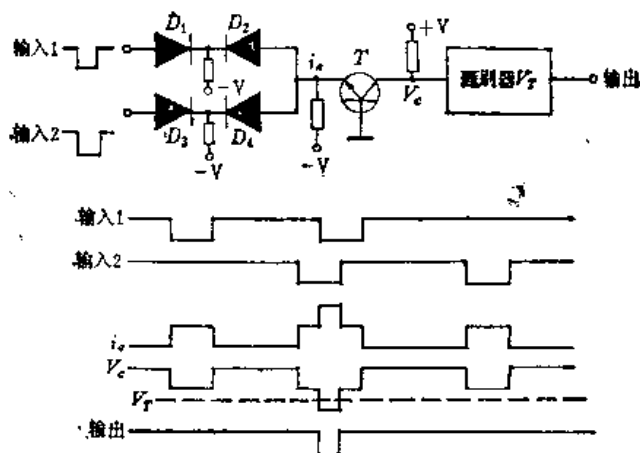


图5.3.10 相加型共基极级快符合电路单元
(a)符合电路单元 (b)工作波形

它由二极管电路、共基极电路和甄别器组成, $-V$ 为 -10V , $+V$ 为 $+5\text{V}$, $R_1=R_2=2\text{k}\Omega$, R_3 为 $2\text{k}\Omega$, R_4 为 100Ω 。四个二极管 D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_4 用作开关,共基极晶体管电路作为电流相加单元,相加点为发射极 e 。由于共基极电路的输入电阻低,适合于电流相加,而且其集电极可用于电压输出。

下面结合图5.3.10 (b) 工作波形, 讨论其工作过程。

静态时, 输入 1 和输入 2 处于零电平, 二极管 D_1 、 D_3 导通, 而 D_2 、 D_4 截止。三极管 T 导通, 流过电流 i_e 为 5 mA, 则 V_o 为 4.5 V ($5\text{ V} - i_e \cdot R_e$)。当输入 1 有信号时, 其电位降为 -0.7 V , 则 D_1 截止, D_2 导通, i_e 成为 10 mA, 而 V_o 下降为 4.0 V。当两路都有信号, 输入 1 和输入 2 都下降为 -0.7 V , 则 D_1 、 D_3 截止, D_2 、 D_4 导通, i_e 成为 15 mA, V_o 下降成 3.5 V。可以把甄别器的甄别阈放在 3.5 V 和 4.0 V 之间, 例如 $V_T = 3.75\text{ V}$, 则两路输入符合时甄别器有信号输出, 但只有一路输入时则没有输出产生。

由于这种电路工作时电平变化较小, 若选用快速元件, 其分辨时间可以达到纳秒数量级。在符合和不符合状态时, 输出信号幅度变化范围较小, 它的符合系数很低, 因此要求甄别器的阈值要很稳定, 而且也要求输入脉冲的形状要稳定不变。

如果把相加型符合电路和隧道二极管符合电路结合起来, 则可增大符合系数。图 5.3.11 就是一个相加型隧道二极管符合电路单元。

图 5.3.12 给出一个完整快符合电路的实例, 它由快符合电路单元及甄别电路、成形电路等组成, 其特点是采用相加型快符合电路单元原理, 并用快速比较器作甄别器, 由快速集成片构成微分成形和输出电路。图 5.3.12

(b) 给出相加电路和甄别器部分的实际电路。相加电路原理与图 5.3.10 中的电路类似, 它由四个快速二极管 2 EK 85A 和电阻构成。甄别器由快速比较器 AM685 构成。相加后的信号加在比较器的反相输入端。输入信号为 ECL 标准信号: -800 mV 。无信号输入时, 反相输入端为 -150 mV 。当一路输入信号时, 反相输入端电平为 -310 mV 。当两路都有信号时, 反相输入端电平为 -500 mV 。甄别器的阈值 V_T 只要放在 -310 mV 上, 则只有两路输入信号重叠时才有信号输出, 从而实现符合功能。甄别器后面用 ECL 触发器 (E010D) 作成微分成形电路, 使甄别器输出信号成形为窄脉冲, 以后再用 J301 作成的成形级使脉冲成为宽度可变的脉冲 (宽度可变范围为 6 ns 到 100 ns), 最后经电流开关输出 NIM 标准脉冲。

电路的双脉冲分辨时间小于 9 ns ; 输入信号最高重复频率大于 100 MHz ; 输入信号的反射小于 10% (输入信号上升时间为 2 ns); 最小符合重叠宽度¹⁾为 1.1 ns ; 符合曲线陡度²⁾小于 40 ps 。

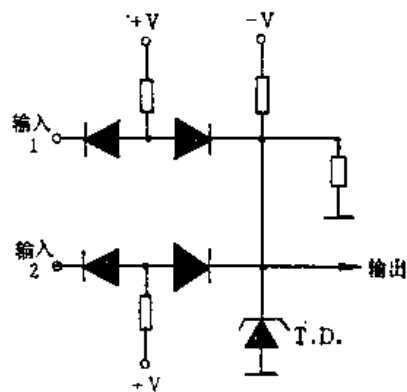


图 5.3.11 相加型隧道二极管符合电路单元

1) 最小符合重叠宽度: 表示两路输入信号最小的重叠宽度。当重叠宽度小于最小符合重叠宽度时, 则无符合输出信号。

2) 符合曲线陡度: 它是符合曲线分布的一种量度。符合曲线陡度愈小则表示符合曲线愈好。

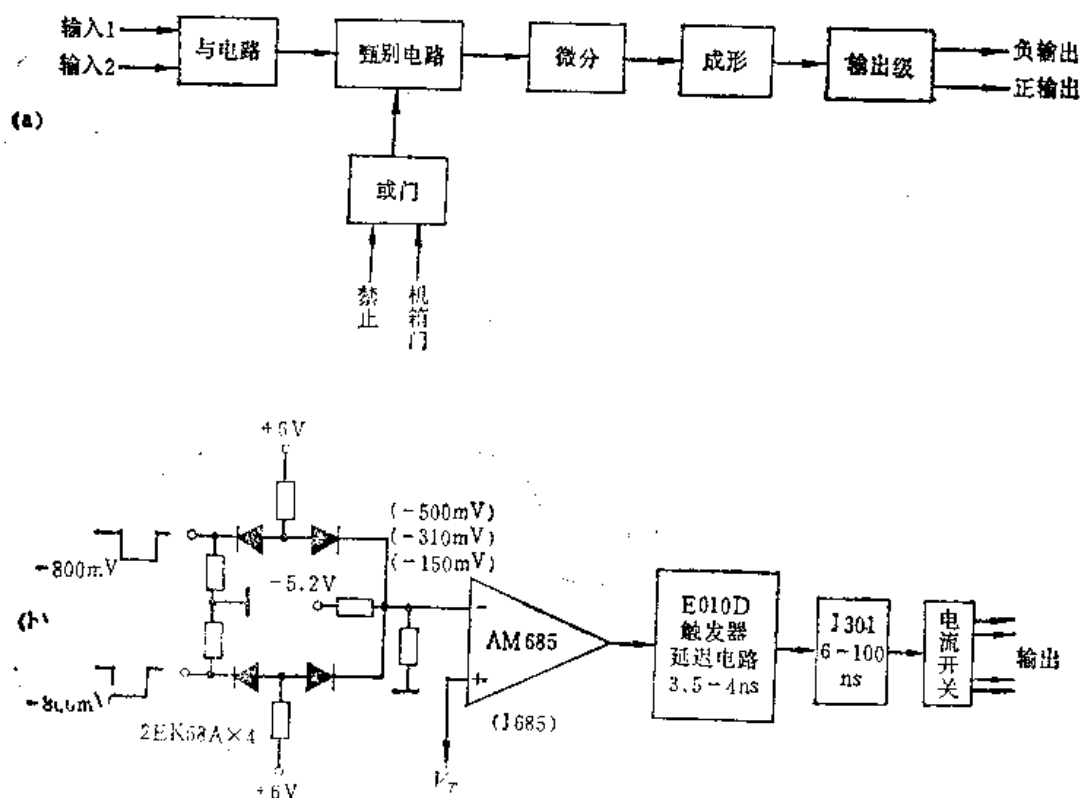


图5.3.12 快符合电路实例
(a) 方框图 (b) 电路图

三、快信号的传输和纳秒延时器

1. 快信号传输和传输电缆

在核电子学系统中, 快信号在各个部件之间传输是由传输电缆完成的。各部件之间输出端和输入端用电缆连接, 电缆的结构如图 5.3.13 所示。

电缆一般分为四层, 其中心是铜导线, 用以传输信号, 第二层是绝缘介质 (如聚乙烯), 第三层是铜丝编织带屏蔽层, 以便减小噪声或干扰的影响 (若屏蔽要求高, 可用双层屏蔽), 最外层为绝缘套管。

一般具有聚乙烯介质的电缆, 信号传输速度约为真空中光速的66%。若为延迟电缆, 则中心导线是螺旋形的, 以便加大延迟时间, 这时信号的传输速度随结构的不同而变化。

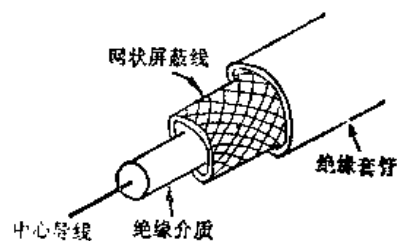


图5.3.13 电缆结构

电缆的主要特性是具有其特性阻抗。一般电缆的特性阻抗分为 50Ω 、 75Ω 和 93Ω (100Ω) 三种。电缆的另一特性是单位长度电容, 一般为每米几十 pF 至每米一百几十 pF。第三个特性是衰减系数。衰减系数随信号的频率增高而增大。当电缆与高压连接时还应注意电缆的耐压大小。表 5.5 中列出几种常用电缆的主要特性。

表5.5 常用电缆特性

型 号	特性阻 抗(Ω)	单位长度 电 容 (pF/m)	衰减系数 (dB/m)	延迟 时间 (ns)	外 径 (mm)	击穿电压 (kV)	用 途
SYV-50-1	46.5—52.5	115	0.336(30MHz) 0.873(200MHz)	5.7	1.9±0.1	0.5	一般信号传输
SYV-50-2-2	46.5—53.5	115	0.206(30MHz) 0.524(200MHz)	5.7	2.9±0.1	1	一般信号传输
SYV-50-7-1	47.5—52.5	115		5.7	7.8±0.3	4	高压信号传输
SYV-50-7-2	47.5—52.5	115		5.7	10.2±0.4	4	高压信号传输
SYV-75-2	75±5	76	0.192(30MHz) 0.487(200MHz)	5.7	2.9±0.10	0.75	一般信号传输
SYV-75-3	75±3	76	0.122(30MHz) 0.338(200MHz)	5.7	5.0±0.25	1.5	一般信号传输
SYV-75-5-1	75±3	76	0.0706(30MHz) 0.190(200MHz)	5.7	7.1±0.3	2.5	一般信号传输
SYV-109-7	100±5	76	0.0537(30MHz) 0.147(200MHz)	5.7	10.2±0.4	2.5	一般信号传输
STY-Y-2		95			3.1	2	低噪声用 噪声小于1mV
STYVP-4		95(内) 180(外)			6.0	2(内) 3(外)	低噪声用 噪声小于1mV
STFF-0.7		150			1.2	试验电压 300V	低噪声用 噪声小于0.2mV
STFF-1.6		120			2.8	试验电压 2000V	低噪声用 噪声小于0.3mV

在表5.5中, SYV型聚乙烯绝缘同轴射频电缆的中心导线为铜线(1根、7根或19根), 绝缘介质为聚乙烯, 网状屏蔽线为铜织偏线, 绝缘套管为聚乙烯护套, 有的为二层网状屏蔽线, 有的为三层。STY-Y-2和STYVP-4型为低噪声电缆。STFF型为聚四氟乙烯绝缘低噪声电缆。

除了表中所列电缆外, 还有SWY型、SEWY型、SEYY型及延迟电缆等。SWY-型为恒定聚乙烯绝缘同轴射频电缆, 其性能与SYV-型相同。SEWY和SEYY为对称聚乙烯绝缘同轴射频电缆。

表5.6给出三种延迟电缆的主要特性参数。

表5.6 常用延迟电缆特性

特性阻抗(Ω)	单位长度电容	衰 减 系 数	延 迟 时 间
130	132pF/m	0.84dB/m(100MHz)	23ns/m
30	165pF/m	0.74dB/m(100MHz)	57ns/m
550	165pF/m	0.75dB/m(100MHz)	91ns/m

在使用电缆传输信号时,要注意区分所传输的脉冲信号是快脉冲还是慢脉冲。由于所用的电缆(一般为聚乙烯绝缘介质)的传输速度为 $v_p=3.3\text{ns/m}$,所以信号在电缆中的传输时间 t 为:

$$t=v_p \cdot l \quad (5.3.1)$$

其中 l 为电缆长度,单位为米。

脉冲信号的上升时间 $t_r < t$ 时,称为快脉冲,上升时间 $t_r > t$ 时称为慢脉冲。例如,一根电缆长度为 $l=3$ 米,由(5.3.1)式可得传输时间 t 为 11ns ,因此上升时间 $t_r > 10\text{ns}$ 的信号都是慢脉冲。对于慢脉冲,需要注意的是电缆的单位长度电容。例如,3米SYV-50-2-2型电缆,它的总电缆电容约为 345pF ,显然,这样大的电容若直接连接在探测器的输出端则会严重影响探测器输出信号的时间特性(及幅度特性)。

对于快脉冲来说,特性阻抗的匹配是一个十分重要的问题。图5.3.14是快脉冲传输电缆连接图。

信号源为 $v_i(t)$, Z_0 为其内阻。信号 $v_i(t)$ 经过特性阻抗为 Z_L 的电缆传到 R_L 端。信号 $v_i(t)$ 在 $t=0$ 时传到电缆的输入端,并以速度 v_p 沿电缆传输。终端电阻为 R_L 。

当 $R_L=Z_L$ 时为匹配状态,此时 R_L 上的信号幅度为输入信号 $v_i(t)$ 幅度的一半大小。在 $R_L=0$ 时产生负反射,在 $R_L=\infty$ 时产生正反射。 R_L 在 0 到 Z_L 之间时,产生负反射信号, R_L 在 ∞ 到 Z_L 之间时,产生正反射信号。由于存在反射信号,则会使输入信号产生畸变,所以对于快脉冲必须进行阻抗匹配。

阻抗匹配方法分为串接匹配和并接匹配两种。另外,还可分为单端匹配和两端匹配两种形式。图5.3.15示出了传输电缆的匹配方法。

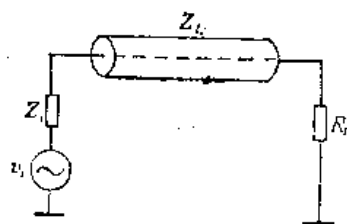


图5.3.14 快脉冲的传输

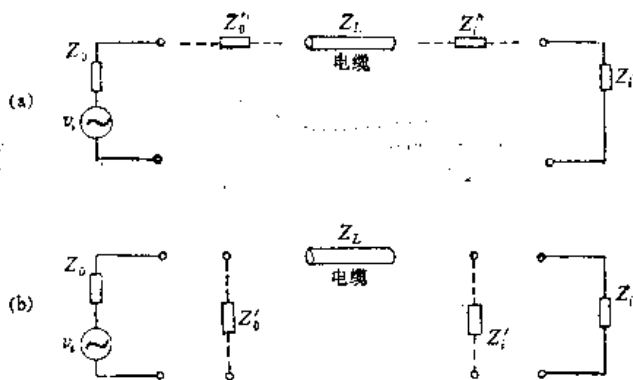


图5.3.15 传输电缆的匹配方法
(a) 串接匹配方法 (b) 并接匹配方法

图5.3.15 (a) 为串接匹配方法。信号源为 v_i , 信号源的输出阻抗为 Z_0 , 电缆阻抗为 Z_L , 终端阻抗为 Z_L 。串接匹配方法是与输出阻抗 Z_0 串接一个阻抗 Z'_0 , 使之与电缆阻抗 Z_L 匹配(称之为始端匹配); 或者与终端阻抗 Z_L 串接一个阻抗 Z'_L , 使之与电缆阻抗 Z_L 匹配(称之为终端匹配)。若初始端和终端都采用匹配, 则称为两端匹配。在匹配要求较高时, 可以采用两端匹配。

图5.3.15 (b) 是并接匹配方法。它采用与输出阻抗 Z_0 并接 Z'_0 或与终端阻抗 Z_L 并接 Z'_L 的方法匹配电缆阻抗 Z_L 。同样可单端匹配或两端匹配。

在不同的情况下,可以采用不同的匹配方法。通常,输出阻抗 Z_0 或终端阻抗 Z_L 小于电缆阻抗 Z_c 时,可采用串接匹配方法。而 Z_0 或 Z_L 大于 Z_c 时,可采用并接匹配方法。根据情况不同,串接匹配和并接匹配可以同时使用。

在表5.7中给出了各种不同的匹配状态。表的左边是未匹配的原始状态,表的右边是采取匹配以后的状态。从表中可以看到,原始状态各不相同(信号源输出阻抗 Z_0 不同,负载阻抗 Z_L 不同),则未匹配的结果——负载上信号电平不同。根据原始状态不同,可采取不同匹配方法(并接匹配、串接匹配、接收端匹配、发送端匹配),从而得到负载上的信号电平也不同。

表5.7 传输电缆的匹配状态

原始状态			匹配后状态			
信号源输出阻抗 Z_0	负载输入阻抗 Z_L	负载上信号电平	位置	类型	匹配电阻 R_i	负载上信号电平
50Ω	50Ω	$\frac{v_i}{2}$	已匹配			
50Ω	高($\gg 50\Omega$)	v_i	接收端	并	50Ω	$\frac{v_i}{2}$
50Ω	低($=F \times 50\Omega$ $F \ll 1$)	$v_i \left(\frac{F}{1+F} \right) \doteq v_i F$	接收端	串	$(1-F) \times 50\Omega$	$\doteq \frac{1}{2} F \cdot v_i$
低($=F \times 50\Omega$ $F \ll 1$)	50Ω	$\doteq v_i$	发送端	串	$(1-F) \times 50\Omega$	$\frac{v_i}{2}$
高($=K \times 50\Omega$ $K \gg 1$)	50Ω	$v_i \left(\frac{1}{K+1} \right) \doteq \frac{v_i}{K}$	发送端	并	50Ω	$\doteq \frac{v_i}{2K}$
低($\ll 50\Omega$)	高($\gg 50\Omega$)	v_i	发送端	串	50Ω	$\doteq \frac{v_i}{2}$
			接收端	并	50Ω	$\doteq \frac{v_i}{2}$
低	高	v_i	发送端	串	50Ω	v_i
低	高	v_i	接收端	并	50Ω	v_i

2. 纳秒延时器

上面已指出,信号在传输过程中会产生时间延迟。除了这种传输延迟外,信号在任何加工处理过程中(例如放大、成形、滤波、变换、分析等等),都会产生时间延迟。例如,一个信号经过一个定时单道脉冲幅度分析器后,产生100ns的时间延迟;一个快符合电路产生14ns的时间延迟。所以,所有仪器部件都产生时间延迟。

信号的时间延迟是信号传输和加工中的一个普遍现象。这种时间延迟在非时间测量系统中,例如能量测量系统或计数系统中,对测量结果不产生任何影响,所以在计数系统和能量分析系统中可以不考虑它。但是,对于时间测量系统,在信号通道上任何时间延迟都可能影响时间测量的结果。在符合系统中,两道输入信号本来在时间上是符合的(重叠的),如果

两道输入信号在到达符合电路之前得到不同的时间延迟,则原来的符合信号就变成不符合信号了,因此在时间测量系统中必须用延时器解决这种时间延迟问题。

纳秒延时器一般由延迟电缆和开关组成。图5.3.16是一个纳秒延时器的结构示意图。

该图给出了纳秒延时器的三节结构。延迟电缆分别由开关 S_{i-1} 、 S_i 和 S_{i+1} 控制。开关向下时,相应的延迟电缆连上;开关向上时,相应的延迟电缆断开。高频电缆采用性能比较好的SWY-50-2型电缆。开关采用KSZ中型船型开关,这种开关的高频性能好。开关之间采用微带线结构连接。

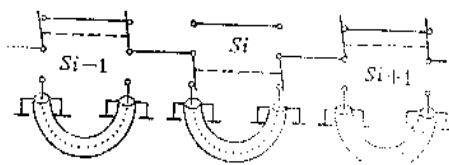


图5.3.16 纳秒延时器结构

此纳秒延时器的主要性能如下:

延时范围: 2.5ns到66ns可变(七档)。

延时精度: “0.5ns”至

“4 ns”档为小于 ± 50 ps。

“8ns”档至“32ns”档为小于 ± 100 ps。

时间移动: 1.4ns(输入脉冲前沿和后沿为1.1ns,输入脉冲宽度为3ns,幅度为1.2倍阈值变到10倍阈值)。

输入-输出延迟: 约8ns到9ns。

上升时间变化: 输入信号的上升时间为1ns时,输出信号上升时间为小于2ns。

信号衰减: 小于10%(宽度10ns的矩形脉冲)。

特性阻抗: 50 Ω 。

在使用纳秒延时器时还要注意纳秒延时器本身的固有延迟时间以及与连接电缆的匹配问题。

在微秒数量级范围测量系统(如慢符合系统)中同样需要延时器,即微秒延时器。微秒级延时器一般可用单稳态电路来改变延迟时间,延时范围通常为1微秒到100微秒可变。延时器的性能还有延时非线性、延时温度稳定性、时间晃动、死时间等。它的输出幅度和宽度通常可调。固定延迟时,还可用延迟电缆或固定延迟线。

§4 时间量变换方法

一、时间分析

时间分析是分析一个核态与另一个核态之间的时间关系,也就是测量核事件的时间间隔概率密度分布。一个事件为起始事件,另一个事件为停止事件,两个事件相对时间间隔大小是随机分布的。在电子学上,就是测量相应的起始信号和停止信号之间时间间隔的分布。这不论对于时间相关的一对核事件的时间信息,还是对于时间相关的大量核事件时间信息,还是对于单个信号所携带的时间信息,都是一样的。

显然,两个信号之间的时间间隔分布可以用上节所述的延迟符合方法测得。延迟符合测量是改变两道符合输入信号之间的相对延迟时间 t_d ,测量其相应计数。设符合电路分辨时间为

τ , 则对于延迟时间 t_d , 符合电路只选择那些时间间隔落在 $t_d \pm \tau$ 中的脉冲对加以记录。逐点改变 t_d , 就可以测得延迟符合曲线, 它类似于脉冲幅度分析时的单道脉冲幅度分析器, 构成单道时间分析器。

很明显, 用这种方法测量一个时间分布要化费很多时间, 同时也带来仪器长期稳定性问题, 而且放射性活度的变化也会影响测量结果, 为此, 需要一次测量就能得到时间间隔分布的多道时间分析器。

早期曾采用多个符合电路叠加组成为多道时间分析器。称之为多重符合电路型多道时间分析器。在道数增多时, 它的结构复杂, 性能指标又不高, 所以很快被其他类型的多道时间分析器所代替。

用多道时间分析器进行时间分析, 与用多道脉冲幅度分析器进行幅度分析类似, 首先要将时间间隔作数字编码, 然后对数字化信息进行统计和分析。多道时间分析器在一次测量中能将具有各种时间间隔的脉冲对进行分类, 再分别存入多道分析器的存贮器(或计算机的存贮器)对应的道中。这不仅大大缩短测量时间, 而且道宽可以做得小, 时间分辨好, 尤其是对于辐射源强度变化很快的测量, 可以减少测量误差。本节主要讨论时间量变换方法。

目前, 时间间隔数字编码的主要方法可分为两类。一类是将被测时间间隔直接变换成数码, 称为时间-数字变换(TDC)。然后, 按数码作为道址, 在多道分析器中对应的道址存贮计数。在测量很短的时间间隔时, 也可以在数字编码前实行时间间隔的扩展。

另一类方法把时间间隔转变成另一个模拟量——脉冲幅度, 再把脉冲幅度送到多道脉冲幅度分析器中, 由脉冲幅度谱得出时间谱。这种方法称为时间-幅度变换, 简称时幅变换(TAC)。多数都采用这种变换方法, 其主要原因是多道脉冲幅度分析器使用得很广泛。这种方法要经过时间-幅度变换和幅度-数字变换两次变换过程, 但精度仍然很高。

近年来, 计算机数据获取和处理系统发展很快, 逐步取代了原来的多道脉冲幅度分析器。因此, 时间-数字变换技术也得到比较快的发展。

二、时间-幅度变换

实现时间-幅度变换就是把时间间隔的长短变换成幅度的大小。按照工作原理的不同, 可以把时幅变换分为两种类型: 起停型时幅变换和重叠型时幅变换。

1. 起-停型时幅变换

时间间隔变换成脉冲幅度的最简单方法是在起始信号与停止信号之间的时间间隔内, 用恒定电流充电的方法。图5.4.1 给出了起停型时幅变换的工作原理。

起始信号 $v_1(t)$ 加到时幅变换器的起始端, 停止信号 $v_2(t)$ 加到停止端, 输出信号为 $v_o(t)$ 。起始信号 $v_1(t)$ 标志所测事件的起始时刻为 t_1 , 停止信号 $v_2(t)$ 标志所测事件的停止时刻为 t_2 , 两者的时间间隔 Δt 为:

$$\Delta t = t_2 - t_1$$

在时间间隔 Δt 中, 用恒定电流 I 对电容器 C 充电, 则电容上的电压 v_o (假设电容 C 上的初始电压为零) 为:

$$V_o = \frac{I}{C} \Delta t \quad (5.4.1)$$

恒定电流 I 和电容 C 都是常数，因此上式中电容上电压 V_c 和时间间隔 Δt 成正比，即 $v_c \propto \Delta t$ ，从而完成时间-幅度变换。

实现上述时幅变换原理的电路方框图如图5.4.2所示。

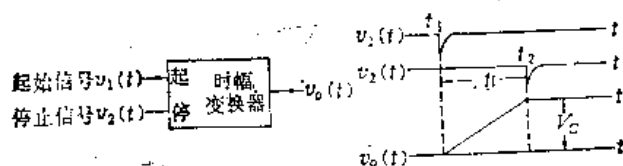


图5.4.1 起停型时幅变换工作原理

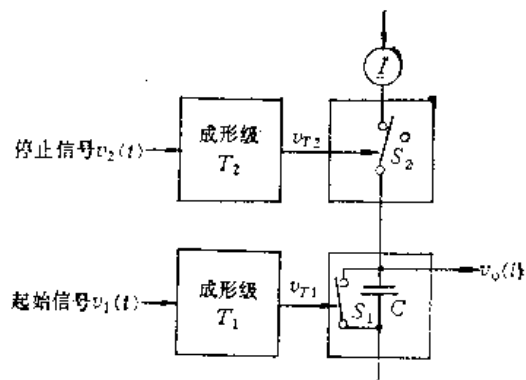


图5.4.2 起停型时幅变换原理电路框图

这个原理电路由成形级 T_1 和 T_2 ，开关电路 S_1 和 S_2 ，恒流源 I 及电容 C 构成。

静态时，开关 S_1 和 S_2 闭合，电容 C 上电压为零伏。起始信号 $v_1(t)$ 输入到成形级 T_1 ，成为具有宽度 T_1 的脉冲信号 v_{T1} 。在 v_{T1} 的宽度 T_1 作用期间，开关 S_1 断开，则恒定电流 I 对电容 C 开始充电。电容上电压 $v_o(t)$ 以恒定速度 I/C 上升。 v_{T1} 的宽度 T_1 显然应该大于时间量程，以便使起始信号和停止信号之间的时间间隔能进行时间-幅度变换。

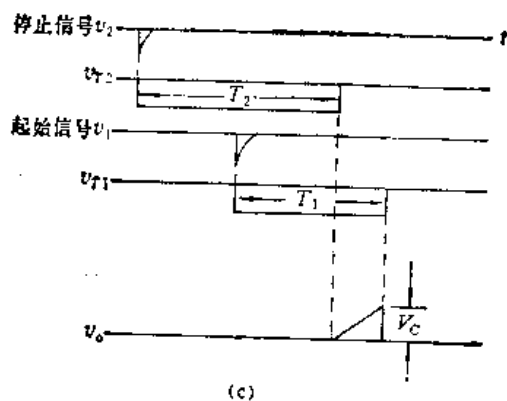
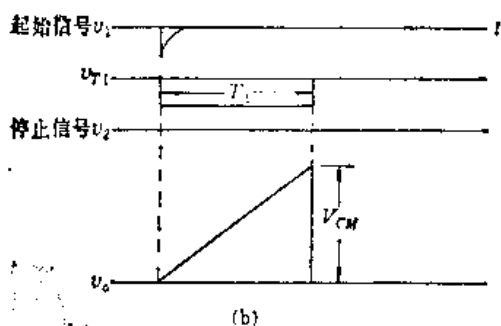
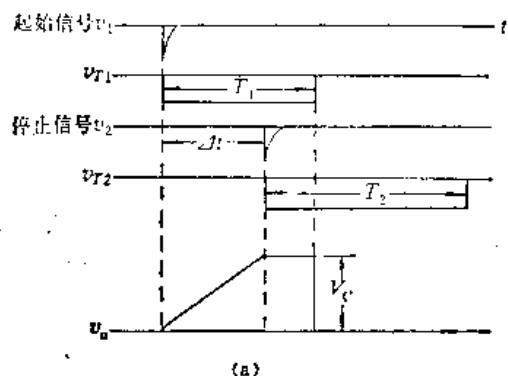


图5.4.3 起停型时幅变换原理工作波形
(a) 有起有停 (b) 有起无停 (c) 有停无起（后起）

停止信号 $v_2(t)$ 输到成形级 T_2 上，成形为具有宽度 T_2 的脉冲信号 v_{T2} 。在 v_{T2} 的宽度 T_2

作用期间, 开关 S_2 断开, 使电流 I 对电容 C 的充电停止, 并保持电容 C 上的电位 V_C 不变。 V_C 就是时间间隔 Δt 变换后的幅度大小。

在信号 v_{T1} 消失时(经过时间间隔 T_1), 开关 S_1 闭合, 电容 C 上电压迅速下降到零伏(快速放电)。停止信号 v_{T2} 的结束时刻应该在 v_{T1} 信号结束之后, 即 $T_2 > T_1$ 。 v_{T2} 结束时, 开关 S_2 闭合, 电路恢复原状。

上述的工作波形如图5.4.3(a)所示。这是有起始信号和有停止信号的正常工作情况, 简称有起有停。

在前面讨论中, 都假设在测量时间间隔时, 每个起始信号对应一个停止信号。但是, 在实际工作中, 起始道对应的探测器和停止道对应的探测器的探测效率不会完全相同, 所以一个探测器探测到的核辐射信号在另一个探测器可能探测不到, 因此, 在时幅变换中, 除了有起有停情况外, 还会产生另外两种情况: 一个是有起始信号, 而无停止信号, 即有起无停; 另一个是有停止信号, 而无起始信号, 即有停无起。实际的时幅变换器电路必须解决这两种情况所产生的问题。

有起无停的工作波形如图5.4.3(b)所示。由于只有起始信号没有停止信号, 变换器电容 C 上的输出电压一直上升, 直到 T_1 结束, 输出幅度到达最大值 V_{CM} 。而且:

$$\Delta t(\max) = T_1$$

$$V_C(\max) = -\frac{I}{C} \cdot T_1$$

T_1 大于时间量程, 因此得到“超量程”的变换结果。显然, 这是一个不需要的输出信号, 因此要用辅助电路阻止其输出。通常让 V_{CM} 信号产生一个逻辑信号以便阻止变换器输出信号。这种方法就是超量程不输出的方法, 或称溢出无输出的方法。这种方法的缺点是仍然要占用变换时间。

超量程不输出方法是在起始信号变换后进行的, 另一种更好的方法是在起始信号变换前就阻止它参加变换。这种方法的逻辑是: 有停止信号才有起始信号(有停才有起), 或者说无停止信号的起始信号不予以变换。实现这种逻辑功能的方法一般是使起始信号延迟, 等待停止信号来了以后, 再去起动时幅变换。设起始信号延迟时间为 t_{d1} , t_{d1} 等于时间量程。如果在 t_{d1} 时间内没有停止信号输入, 则说明所测时间间隔 Δt 是超量程的, 或者根本没有停止信号, 所以应该把起始信号舍弃。如果在 t_{d1} 时间内有停止信号输入, 就起动时幅变换。

有停无起情况的工作波形如图5.4.3(c)所示。一般说来, 在有停无起时, 由于开关 S_1 不断开, 电容 C 无法充电, 没有输出信号产生。如果在停止信号后面不远紧跟着来了一个起始信号(它属于后面一对起、停信号的起始信号), 即时间间隔 $\Delta t < 0$ 的情况, 或说有停无起(后起)。

在图5.4.3(c)中可以看到, 当 T_2 已经结束, 但 T_1 还未结束的一段时间中, S_1 断开, 电流仍会向电容充电, 从而产生不需要的输出信号。

用逻辑方法来解决这个问题是: 有起才有停。就是用起始信号控制停止道的输入门, 若没有起始信号输入, 则停止道输入门关闭, 停止信号就不能输入, 从而实现有起才有停的逻辑。

从以上分析可知, 一个实际的起停型时幅变换器电路, 除了原理中所述的成形级 T_1 、 T_2 , 开关 S_1 、 S_2 , 恒流源 I 及电容 C 外, 还要有许多逻辑控制电路。当然, 不同的实际电路

有不同的逻辑结构。

起停型时幅变换器的线性好，时间间隔范围宽（可以从微秒数量级到纳秒数量级），时间分辨好（达到ps数量级），而且通用性强，所以得到广泛应用。

2. 脉冲重叠型时幅变换

脉冲重叠型时幅变换方法是由符合电路演变而来的。它的输出幅度正比于两个输入脉冲的重叠时间，即两者的时间间隔。图5.4.4给出了脉冲重叠型时幅变换原理。

输入信号 $v_1(t)$ 和输入信号 $v_2(t)$ 都是宽度为 T 的、幅度相等的矩形脉冲，在时间上发生程度不同的重叠。图中，第一对脉冲时间上没有重叠，所以 $v_3(t)$ 和输出信号 $v_o(t)$ 为零伏。第二对脉冲有较小的时间重叠，时间间隔为 Δt ，则相互重叠时间为 $(T - \Delta t)$ ，所以 $v_3(t)$ 的宽度为 $(T - \Delta t)$ 。如果把重叠部分 $(T - \Delta t)$ 积分输出，则输出脉冲幅度 v_o 与时间间隔成线性关系：

$$v_o \propto (T - \Delta t) \quad (5.4.2)$$

第三对脉冲的重叠时间较大， Δt 较小，则由上式，输出信号的幅度 v_o 较大。第四对脉冲完全重叠， $\Delta t = 0$ ，则输出信号幅度 v_o 为：

$$v_o \propto T$$

v_o 为最大值。由此完成时-幅变换。

图5.4.5是实现脉冲重叠型时幅变换的原理方框图。

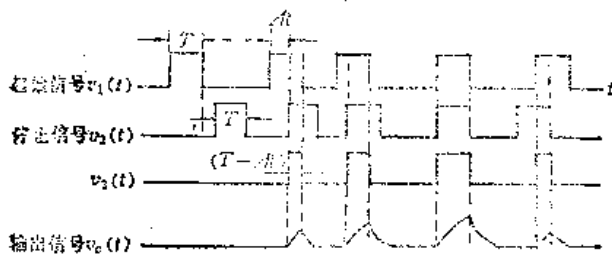


图5.4.4 脉冲重叠型时幅变换原理



图5.4.5 重叠型时幅变换原理框图

起始信号 v_1 和停止信号 v_2 在混合器中混合成为信号 v_3 ， v_3 宽度与 v_1 和 v_2 重叠时间成正比， v_3 在积分器中积分，输出幅度与重叠时间成线性关系的 v_o 。

脉冲重叠型时幅变换器电路简单，而且单个信号（如单个起始信号或单个停止信号）不会使时幅变换器输出信号。但是脉冲重叠型时幅变换器的被测时间间隔必须小于脉冲的宽度 T ，所以只适用于短时间间隔的测量。简单的脉冲重叠型电路不能区分两个输入脉冲的先后次序，例如在图5.4.4中的最后一对脉冲，即使 v_2 先于 v_1 ，但测量结果与 v_1 先于 v_2 是一样的。因此要用逻辑电路先把这种次序颠倒的脉冲对（先停后起，或 $\Delta t < 0$ ）去掉。

脉冲重叠型时幅变换器具有变换速度快和死时间¹⁾小的优点，但它的线性和精度较差，所以大多用在高计数率时间分析的实验中。

重叠型时幅变换可以用符合电路单元实现。图5.4.6就是一个简单的重叠型时幅变换电路。

1) 时幅变换器死时间，时幅变换器工作时所占用的时间。

静态时, 差分对管 T_1 和 T_2 各自流过恒定电流 I 的一半电流 $I/2$ 。如果只有一路有脉冲输入(v_1 或 v_2), 则相应的管子就截止, 恒定电流 I 全部流过另一管子。这时差分对管的射极电位变化不大, 共基极管 T_4 仍然处于截止状态。只有 T_1 和 T_2 两管子都截止时, 即在输入脉冲 v_1 和 v_2 重叠期间, 差分对管的射极电位上升, T_4 管导通, 恒流 I 通过 T_4 对电容 C 线性充电。充电速度为 I/C 。两个脉冲重叠终了时, 电容上电压为 v_0 :

$$\frac{I}{C} (T - \Delta t)$$

达到最大值。其中 T 为 v_1 和 v_2 的脉冲宽度, Δt 为 v_1 和 v_2 之间的时间间隔。此后, 差分对管中有一管导通, 射极电位下降, T_4 截止。输出波形的下降时间由时间常数 RC 决定。

上述电路的时间分辨好于100ps, 线性范围为几纳秒到几十纳秒。

3. 时幅变换器的性能指标及其测量

(1) 时间分辨

时间分辨表示时幅变换器能分辨开的最小时间间隔, 通常用时间分辨曲线的半高宽FWHM表示(或用十分之一高度处的宽度FWTM表示)。时幅变换器的时间分辨由变换器电路本身决定。就整个核时间分析系统来说, 对时间分辨起主要影响的是核辐射探测器、前置放大器 and 定时电路。目前, 时幅变换器本身的时间分辨可以达到几个皮秒, 所以一般可不考虑它对整个系统时间分辨的影响。

时幅变换器的时间分辨的测量方法如图5.4.7所示。

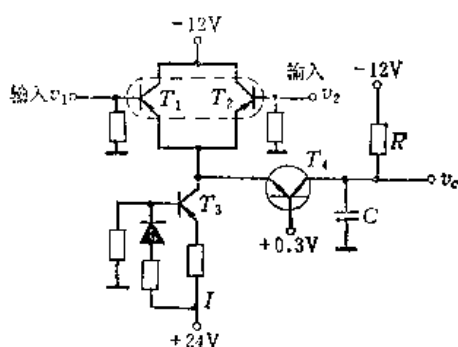


图5.4.6 简单的脉冲重叠型时幅变换电路

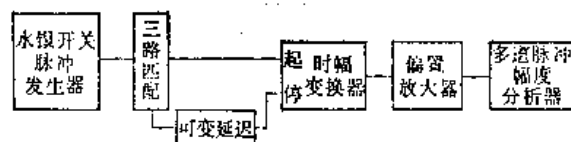


图5.4.7 时幅变换器时间分辨的测量方法

在测量装置中, 要求起始信号和停止信号的前沿快、无晃动。通常采用水银开关脉冲发生器作信号源。在测量时, 选取延迟时间为时间量程的30%到50%。调节偏置放大器的阈值和放大倍数, 使谱峰落在多道脉冲幅度分析器的低道数一端, 记下谱峰的道数。在保持偏置放大器的阈值和放大倍数不变情况下, 改变可变延迟器的延迟时间(改变延迟电缆的长度或可变延迟时间的空气同轴电缆的距离)。在多道脉冲幅度分析器的高道数一端得到一个新的谱峰, 记下它的道数以及谱峰的FWHM道数。则时间分辨FWHM可由下式求得:

$$\text{FWHM} = (\text{FWHM}) \text{ 道数} \frac{\text{延迟时间 (ps)}}{\text{谱峰变化道数}} \quad (5.4.3)$$

(2) 积分非线性

时幅变换器的积分非线性表示时间间隔与变换后幅度之间的非线性程度。它影响时间谱测量的道位准确度。积分非线性的测量方法是测量时幅变换器输出幅度和延迟时间之间的关系。目前时幅变换器的积分非线性可以达到0.1%以下。

(3) 微分非线性

微分非线性表示时幅变换器的道宽一致程度,即道宽的不均匀性。时幅变换器的微分非线性能使时间谱谱形畸变。提高时幅变换器的积分非线性和微分非线性指标的关键是要改善恒定电流充放电的质量,另外还要使变换电容的漏电尽可能小。目前时幅变换器的微分非线性可达1%。微分非线性的测量方法如图5.4.8所示。

由快随机脉冲发生器输出起始信号,快脉冲发生器输出停止信号,这样就可以得到随机的起始停止信号对。为了提高效率,测量时选择停止脉冲周期略大于时间量程,调节随机脉冲发生器的计数率,使多道脉冲幅度分析器的死时间为20%左右,以减少计数损失。每道计数的差别就反映出道宽的不一致性程度。为了保证精确度,每道总计数要在 10^4 以上。由此可测得每道计数,每道平均计数,每道最大计数。并可算得微分非线性为:

$$\left(\frac{\text{每道最大计数} - \text{每道平均计数}}{\text{每道平均计数}} \right) \cdot 100\%$$

(5.4.4)

在图5.4.8测量装置中,可以用闪烁探测器和快甄别器(例如100MHz甄别器)代替快随机脉冲发生器,如图5.4.9所示。

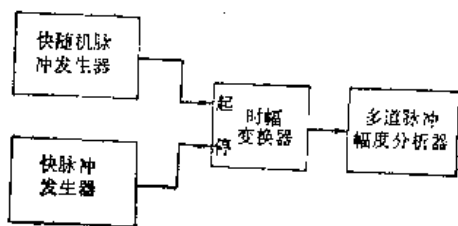


图5.4.8 时幅变换器微分非线性测量方法

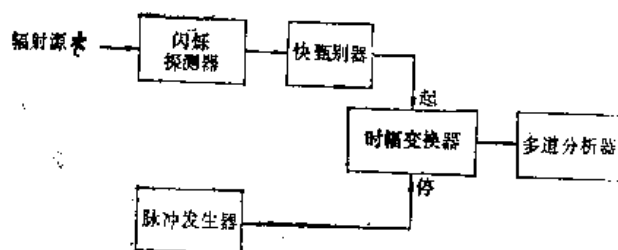


图5.4.9 时幅变换器微分非线性另一种测量装置

(4) 线性范围

时幅变换器的线性范围是指变换的最小时间间隔与最大时间间隔之比。可以用相对值表示,也可以直接给出时间间隔范围。例如,积分非线性在99%(满度)范围内达到0.1%;若满度为100ns,则表示从1ns到100ns为线性范围。

(5) 计数率特性

时幅变换器的计数率特性表示它的性能随输入端计数率的变化程度,或者说它能承受的最高输入计数率。测量计数率特性的方法如图5.4.10所示。

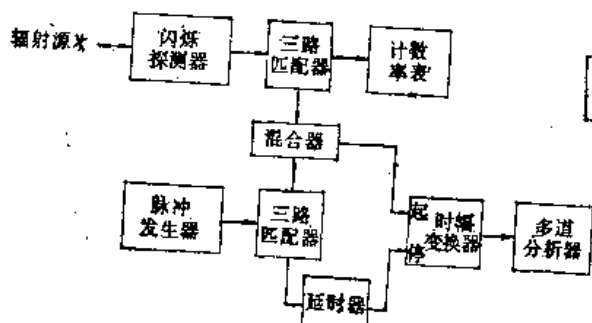


图5.4.10 时幅变换器计数率特性的测量方法

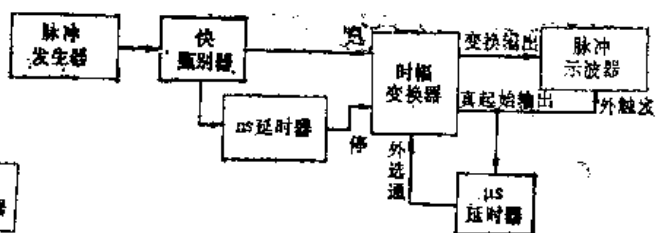


图5.4.11 时幅变换器外选通特性测量方法

在图5.4.10中,用率表测得闪烁探测器输出信号的计数率的变化。脉冲发生器采用精密水银开关脉冲发生器,它的输出脉冲和闪烁探测器输出信号经过混合器后加到时幅变换器的起始端。脉冲发生器输出脉冲经延时器后再加到时幅变换器的停止端。时间谱由多道脉冲幅度分析器测得。改变计数率,则可测得计数率对时间谱的影响,从而测得时幅变换器的计数率特性。

(6) 外选通

时幅变换器的外选通特性表示它在外面输入信号的控制下进行变换的性能。测量外选通特性必须测出外选通信号相对起始信号的延迟时间。图5.4.11就是测量外选通特性的一种测量方法。

从图5.4.11可见,外选通信号是利用时幅变换器的真起始输出信号¹⁾经过微秒延时器延迟后作为输入信号的。改变微秒延时器的延迟时间,则可测得外选通信号相对于起始信号的时间关系。

4. 时幅变换器实例

图5.4.12给出一个实际起停型时幅变换器的电路方框图。

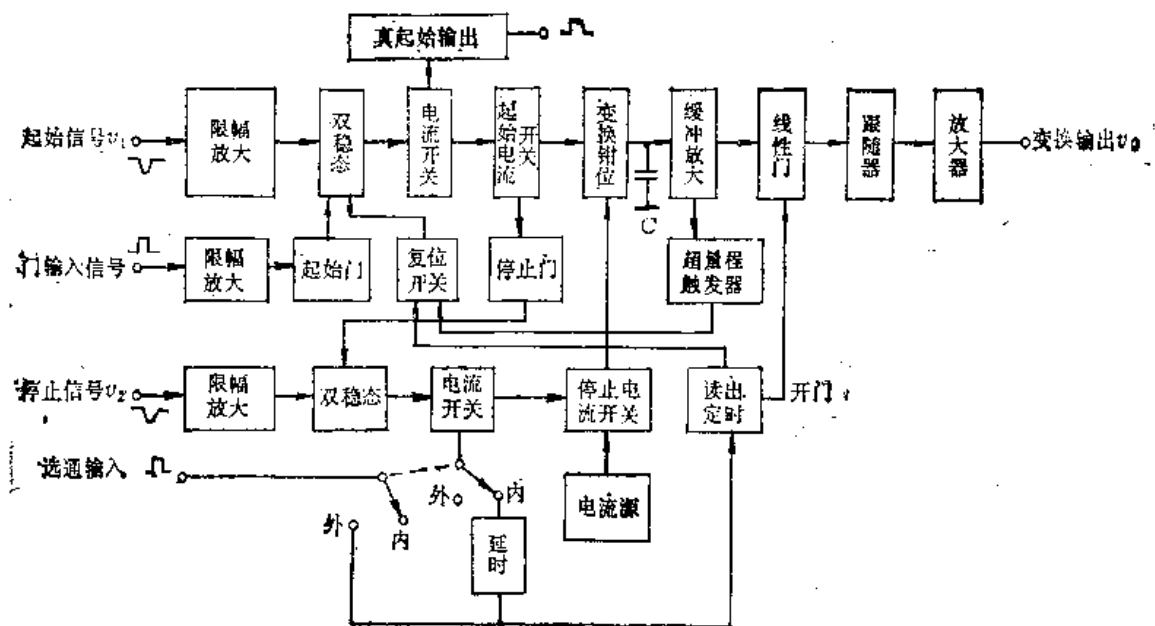


图5.4.12 实际起停型时幅变换器电路方框图

输入信号 v_1 可以用门输入信号控制,使输入起始信号在门脉冲(符合脉冲)宽度以内到达时才有效。门控可以选择内控或外控,内控时不需要外面门输入信号输入。这个电路的工作波形如图5.4.13所示。

电路的工作过程如下:负输入信号 v_1 作为起始信号加到起始端,经过限幅放大,触发双稳态电路(隧道二极管双稳态电路)。双稳态电路翻转后输出一个负信号,这个负信号经电流开关转换后输出两个脉冲:一个是负脉冲,经倒相成为真起始输出脉冲;另一个是正脉冲,它触发起始电流开关。起始电流开关翻转后也有两个输出脉冲:正脉冲打开停止门,使停止

1) 真起始输出信号:时幅变换器的一种输出信号,大小为标准逻辑信号(TTL),宽度从输入起始信号的起始时间开始,到变换器输出脉冲结束为止。

道允许接收停止输入信号 v_2 ；另一个是负脉冲，它切断变换钳位器的电流，使得从停止电流开关来的电流对电容器 C 开始线性充电，直到停止电流开关翻转为止。

如果在变换器所选定的时间量程以内，负输入信号 v_2 作为停止信号加到停止端（有起有停）， v_2 经限幅放大，触发双稳态电路（此时停止门已经打开）。双稳态电路的负输出信号使电流开关翻转。电流开关的正输出信号触发停止电流开关，使恒流源电流停止对电容 C 充电。这样在电容 C 上就获得一个幅度正比于起始脉冲和停止脉冲之间的时间间隔 Δt 的信号。这个脉冲信号经过缓冲放大和线性门后，再经过跟随器和放大级输出，最后得到变换输出信号 v_o 。

在“内选通”方式工作时，停止道的电流开关输出的负脉冲经过延时电路打开读出定时器（若在“外选通”位置时，由外选通正脉冲直接打开读出定时器）。读出定时器输出两个信号：一个输出脉冲打开线性门，以便让缓冲放大器来的信号通过该线性门输出；另一个输出脉冲触发复位开关，使起始道的双稳态复位。起始道双稳态电路复位后，起始电流关闭门止门，从而使停止道双稳态电路复位。此时若再输入停止信号到停止道则无效。在这同时，也使变换钳位电路处于打开状态，电容 C 迅速放电恢复到零电位，从而完成一次变换的全过程。

从图5.4.13波形可见，起始脉冲 v_1 在时间 t_1 时输入。在 t_1 时，起始道双稳态电路翻转，真起始输出脉冲开始输出，变换脉冲开始线性充电。在时间 t_2 时，停止脉冲 v_2 输入。此时，停止道双稳态电路翻转，变换脉冲停止充电。并保持幅度不变，经过一段时间延迟后，开门脉冲打开线性门，变换输出脉冲 v_o 输出。经过约 $1.5\mu s$ 时间之后，起始双稳态电路复位，真起始输出脉冲结束，停止道双稳态电路复位，变换脉冲和变换输出脉冲都结束。

如果在选择的时间量程内，只有起始输入信号而没有停止输入信号（有起无停），则电容 C 上不断增长的线性电压被变换钳位电路钳位到 $-3V$ 左右。这个电压幅度经过缓冲放大器放大后触发超量程触发器。超量程触发器翻转后，送出一个脉冲使复位开关翻转，起始道双稳态电路复位，随后电容器 C 放电，这样，线性门处于关闭的状态，没有变换脉冲输出。以上过程都是在内控位置（反符合位置）实现的。若在外控位置（符合位置），输入信号由外面信号控制，起始脉冲到达前（或到达时）必须输入一个外控信号。

由上面的分析还可以看到，停止道的双稳态电路受起始信号控制，若没有起始信号，只有停止信号（有停无起），停止门没有被打开，所以电路不工作。同样，若停止信号后面不紧跟一个起始信号时（有停后起），前面的停止信号仍然无效，而后面的起始信号相当于有起无停情况，同样没有输出信号。

从图5.4.13可以看到，在“外选通”工作方式时，外选通信号必须在起始信号到达以后到达。外选通信号落后于起始信号的时间不应小于被选择的时间量程，否则可能输出不正常信号。另外，外选通脉冲宽度要大于被测量的时间间隔。

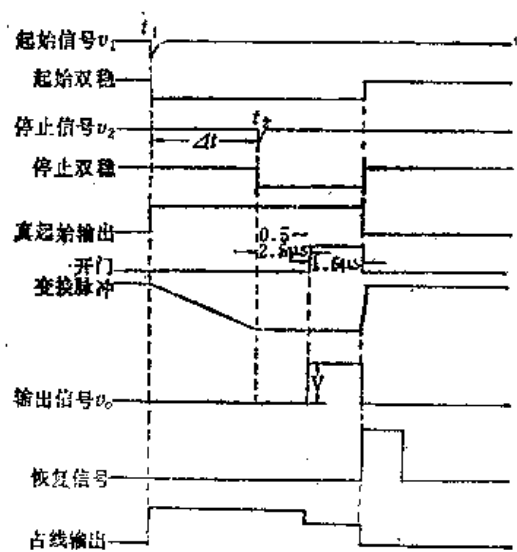


图5.4.13 实际起停型时幅变换器工作波形

上述时幅变换器的主要性能指标为：

时间分辨：小于20ps(50ns--100ns量程)。小于量程的0.04%(其他量程)。

温度系数：20ps/℃(50ns--100ns量程)。量程的0.05%/℃(其他量程)。

积分非线性：0.3%。

量程：从50ns到80μs可变，分15档。

门控方式：起始输入信号门控方式有符合和反符合两种。

选通方式：变换输出选通方式有内选通和外选通两种。内选通时，变换输出在停止输入脉冲之后延迟0.5μs到2.5μs(可调)。外选通时，变换输出和选通输入信号同步。

起始输入与停止输入：直流耦合，输入阻抗50Ω，输入信号极性负，幅度大于50mV，宽度大于5ns，上升时间小于5ns。有起无停时为超量程，有停无起时停止输入无效。

门输入与选通输入：直流耦合，输入阻抗大于1kΩ，输入幅度大于+3V。选通输入信号对起始输入信号的延迟时间不应小于被选择的时间量程。

变换器输出：高阻抗挡输出阻抗为1kΩ，低阻抗挡输出阻抗为50Ω。输出信号极性正，上升时间为0.5μs，宽度1.5μs，幅度为3V—10V(高阻抗挡增长为1V，50Ω挡增长减半)。

时幅变换器在实际结构中还可以与单道脉冲幅度分析器连接在一起，成为时幅变换器-单道脉冲幅度分析器。这样就可以用单道来选取时间间隔或直接测量，方便了实际使用。

三、时间-数字变换

上面所述的时幅变换器把时间间隔变换成脉冲幅度，变换后的脉冲幅度再用模数变换器变换成数码，然后用多道脉冲幅度分析器进行测量记录。所以它经历了时间到幅度，幅度到数字两次变换过程，这是时间-幅度-数字变换的间接编码方法。显然，中间的幅度变换是个可减略的过程，可以直接从时间间隔变换成数字，这就是所谓时间-数字变换，简称时数变换。它是直接进行数字编码的方法。

1. 计数式的时间-数字变换

计数式时数变换是一种常用的时间间隔直接进行数字编码的方法。在一个时间间隔 Δt 中控制时钟脉冲，使它通过时钟门，测量时钟脉冲数，由此得到与时间间隔 Δt 成正比的数字 m 。这种方法又称直接计数法，其基本电路原理如图5.4.14所示。

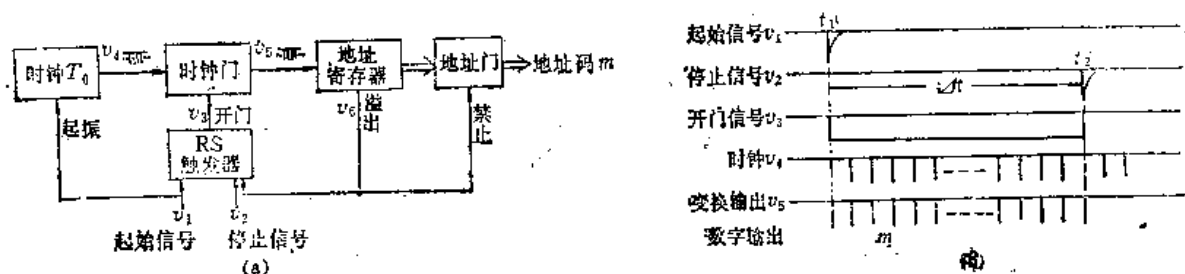


图5.4.14 计数式时数变换原理

(a) 原理方框图

(b) 工作波形

假设 v_1 为起始信号， v_2 为停止信号，两者之间的时间间隔为 Δt 。起始信号 v_1 使时钟起振，同时使RS触发器触发。RS触发器输出信号 v_3 打开时钟门，停止信号 v_2 使RS触发器复

位, 从而 v_s 关闭时钟门。在 Δt 时间间隔内, 时钟脉冲 v_c 通过时钟门输出(v_s)到地址寄存器。地址寄存器中记录的脉冲数 m 就表示起始信号和停止信号之间的时间间隔 Δt 。 m 为地址码, 它经过地址门输出。

各点的工作波形如图5.4.14 (b) 所示。设时钟脉冲的周期为 T_c , 则变换的地址码 m 为:

$$m = \frac{\Delta t}{T_c} \quad (5.4.5)$$

数字 m 表示时间间隔对应的道址。 T_c 就是时间道宽, 它表示能测量的最小时间间隔。若由地址码 m 选定存贮器(多道分析器中的或计算机中的)第 m 道的计数器, 使其计数加1, 这样就把起始-停止脉冲对的时间间隔按大小记在相应道的计数器中。实际应用中, 将时间数字变换器作为多道分析器或计算机系统的输入部分, 就可以构成多道时间分析器或时间分析计算机系统。

这种电路的道数可以由地址寄存器的位数决定。例如, 若为12位地址寄存器则为4096道, 若为13位地址寄存器则为8192道, 时间道宽的大小可以由分频器改变, 如 T_c 、 $2T_c$ 、 $4T_c$ 等等。

如果起始信号和停止信号之间的时间间隔太大(超量程), 或有起始信号无停止信号(有起无停), 则地址寄存器将一直计数, 直到计数满容量, 从而输出一个溢出脉冲(超量程脉冲), 使RS触发器复位, 关闭时钟门, 并禁止地址码输出。图5.4.14 (a) 中 v_s 信号就是一个溢出(禁止)信号。

如果时钟是自激振荡器, 则起始信号与时钟脉冲之间没有一定的相位(时间)关系。所以同样的时间间隔, 进入地址寄存器的时钟脉冲数可能相差一个, 如图5.4.15所示。

从图可见, 在相同的 Δt 中, 时钟脉冲数 m 可能是4, 也可能是3。

由此可知, 用自激振荡时钟的地址码误差为1。可见只有地址码 m 本身很大时, 其相对误差才可以忽略。这样就要求所测时间间隔不能太小。例如, 若要求相对误差为0.1%, T_c 为1ns, 则要求待测的最小时间间隔为1μs。

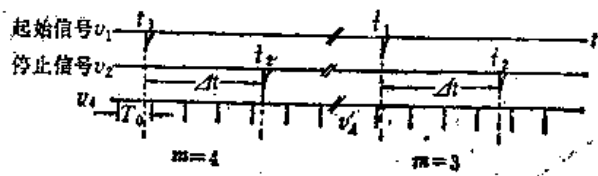


图5.4.15 自激振荡时钟的地址码误差

为了解决上述问题, 可采用他激式振荡时钟。他激式振荡时钟只有起始信号到来时才产生时钟脉冲, 所以可消除上述相位误差。但是他激式振荡时钟的性能不如自激式振荡时钟, 它的稳定性较差, 而且电路结构也要复杂一些。

计数式时数变换方法简单, 测量范围原则上可以无限大, 测时精度主要取决于时钟频率及其稳定性(对自激式时钟存在一个时钟周期的误差), 道宽调节方便, 稳定性和积分线性都很好。它不需要附加的变换时间, 因而死时间(变换器工作时间)短, 适合于高计数率下的时间测量。它的缺点是道宽不能做得太小, 时间分辨不高。这是因为地址寄存器的工作频率不能太高。目前能达到的最高时钟频率为1GHz, 时间分辨为±1ns。为了提高时间分辨, 通常还要配合使用内插法, 对小于一个时钟周期时间间隔进行精确测定。常用的内插方法有时间扩展内插法、时幅变换内插法。下面将专门介绍这些方法。

2. 游标尺计时器

游标尺计时器是一种常用测量短时间间隔的方法。其工作原理类似于机械游标卡尺, 图

5.4.16给出它的电路原理框图。

时钟 T_1 的周期为 T_1 ，时钟 T_2 的周期为 T_2 ， T_1 稍大于 T_2 。起始信号 v_1 和停止信号 v_2 分别启动时钟 T_1 和时钟 T_2 。 T_1 输出和 T_2 输出送到符合电路中进行符合测量。当 T_1 脉冲和 T_2 脉冲相符合时，符合电路输出关门信号使时钟 T_1 和时钟 T_2 停止振荡。它们的工作波形如图5.4.17所示。

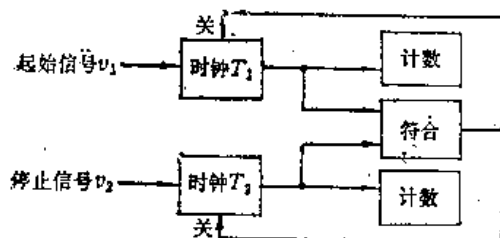


图5.4.16 游标尺计时器原理框图

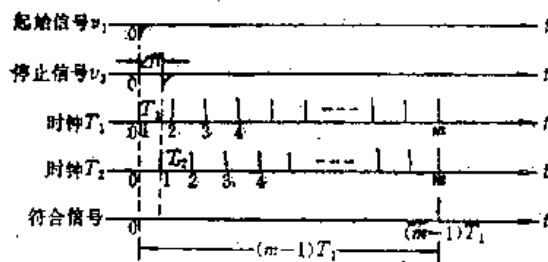


图5.4.17 游标尺计时器工作波形

设起始信号 v_1 和停止信号 v_2 之间的时间间隔为 Δt ，则时钟 T_1 的第1号脉冲和时钟 T_2 的第1号脉冲之间的时间间隔为 Δt 。由于 T_1 和 T_2 之间的时间差 $\Delta T = T_1 - T_2$ ，所以每经过一个时钟周期，时钟 T_1 和 T_2 脉冲之间的间距就缩短一个 ΔT 。 T_1 和 T_2 的第2号脉冲之间的时间间隔为 $(\Delta t - \Delta T)$ 。同理， T_1 和 T_2 的第3号脉冲之间的时间间隔为 $(\Delta t - 2\Delta T)$ ，第4号为 $(\Delta t - 3\Delta T)$ ，……，以此类推，直到 T_1 和 T_2 的第 m 号脉冲之间的时间间隔 $(\Delta t - (m-1)\Delta T)$ 等于零为止。此时， T_1 的第 m 号脉冲和 T_2 的第 m 号脉冲完全重合，因此在符合电路中产生符合输出信号，使时钟 T_1 和 T_2 停止振荡，并且在计数器中记录脉冲数为 m 。

由此可得：

$$\Delta t - (m-1)\Delta T = 0$$

由上式则可得到待测的时间间隔 Δt 为：

$$\left. \begin{aligned} \Delta t &= (m-1)\Delta T \\ m &= \frac{\Delta t}{\Delta T} + 1 \end{aligned} \right\} \quad (5.4.6)$$

并且可表成为：

$$(m-1) = \frac{\Delta t}{\Delta T} \quad (5.4.7)$$

上式表明，只要计数 m 减1，则时间间隔 Δt 与 m 成正比。从而完成时间-数字变换。

被测时间间隔 Δt 是以时间道宽 ΔT 来测量的，两个时钟周期差 ΔT 可以比时钟周期 T_1 、 T_2 小两个数量级，所以数字 m 很小时，同样可以测量很小的时间间隔。利用游标尺原理可以用较低的时钟频率和较慢的计数器得到比计数式时间数字变换分辨能力高得多的时数变换器。当然，时钟周期 T_1 、 T_2 要极稳定，否则会产生很大的误差。

由图5.4.17可知，被测的时差 Δt 需要经过 $(m-1)T_1$ 时间后产生符合输出，得到测量结果。所以每一次测量所花费的时间（即死时间） T_d 为：

$$T_d = (m-1)T_1 \quad (5.4.8)$$

因此游标尺计时器是把短时间间隔 Δt 放大变换为较长的时间间隔 $(m-1)T_1$ 进行测量的。这类似于一个时间放大器，可以定义一个时间放大倍数 A_T ：

$$A_T = \frac{(m-1)T_1}{\Delta t} = \frac{T_1}{T_1 - T_2} = \frac{T_1}{\Delta T} \quad (5.4.9)$$

用游标尺法时数变换能将时间间隔放大 A_T 倍, ΔT 越小, A_T 越大, 时间分辨越高。

例如, 设 $T_1=300\text{ns}$, $T_2=299\text{ns}$, 则 $\Delta T=T_1-T_2=1\text{ns}$ 。可求得时间放大倍数 $A_T=300$ 。若 m 为300 (300道), 则死时间 $t_d \approx 90\mu\text{s}$ 。

以上分析是在被测时间间隔 $\Delta t < T_1$ 时得到的, 所以两个计数器记录的脉冲数相等: $m_1 = m_2 = m$ 。如果被测时间间隔 $\Delta t > T_1$, 则两个计数器记录的脉冲数分别为 m_1 和 m_2 , $m_1 \neq m_2$, 由此可得到时间间隔 Δt :

$$\Delta t = (m_1 - m_2)T_1 + (m_2 - 1)(T_1 - T_2) \quad (5.4.10)$$

当 $m_1 = m_2 = m$ 时, 上式简化成(5.4.6)式。

游标尺计时器时数变换的线性好, 稳定性好, 道宽小时精度也很高。它的电子学时间分辨达到8ps。主要缺点是测量死时间很大, 为了测量时差 Δt , 需要 $A_T \Delta t$ 的测量时间。另外, 道宽调节不方便。

3. 内插时数变换

计数式时间-数字变换的时间分辨不高的缺点, 除了用游标尺方法提高外, 还可以用内插法解决。这种方法称为内插时数变换。内插时数变换的一般原理如图5.4.18所示。

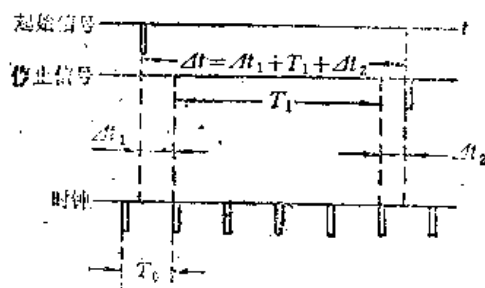


图5.4.18 内插法测量 Δt_1 和 Δt_2

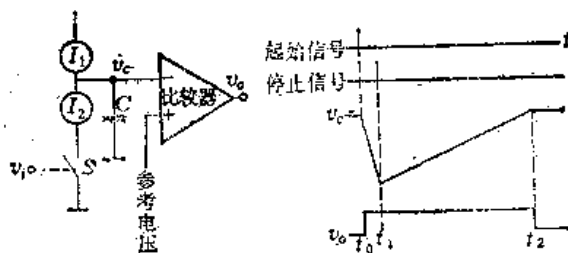


图5.4.19 时间扩展原理

设起始信号和停止信号之间的时间间隔为 Δt , 时钟周期为 T_0 , 则 Δt 可表示为:

$$\Delta t = \Delta t_1 + T_1 + \Delta t_2$$

上式中 T_1 部分可由直接计数法测量, 即用计数器记录时钟脉冲的整数周期。而 Δt_1 和 Δt_2 分别表示起始脉冲与它后面的第一个时钟脉冲之间的时间间隔, 以及停止脉冲与它前面相邻的时钟脉冲之间的时间间隔。显然 Δt_1 和 Δt_2 都小于一个时钟周期, 直接计数法不能测定它们。用内插法可以精细测量时钟脉冲与起、停脉冲之间小于时钟周期的时差, 提高时间分辨。

(1) 时间扩展内插时数变换

所谓时间扩展方法是利用充电和放电电流不同来扩大时间间隔。设在起始信号-停止信号时间间隔中, 恒定电流 I_1 对电容 C 充电。充电完毕后, 电容 C 用恒定电流 I_2 放电。放电电流 I_2 比充电电流 I_1 大 K 倍:

$$K = \frac{I_2}{I_1}$$

则放电时间比充电时间增大 K 倍, 因此时间间隔被扩展了 K 倍, 所以称为时间扩展。

图5.4.19给出了时间扩展原理和工作波形图。

静态时, 开关 S 处于断开状态, 恒流源 I_2 不通, 而恒流源 I_1 电流通过比较器的输入端。

v_c 为高电平。当起始脉冲到来时, 开关 S 接通, 电容 C 通过恒定电流 $(I_2 - I_1)$ 放电, 电容 C 上的电压 v_c 直线地迅速下降。比较器输出电压 v_o 跳变成高电平。当停止脉冲到来时, S 又断开, 恒流 I_1 又给电容 C 恒流充电。因为 $I_1 \ll I_2$, 所以 v_c 的上升速率要比下降速率缓慢得多。当 v_c 上升到高于参考电压时, 比较器输出电压 v_o 又跳回到低电平。比较器在 $(t_2 - t_0)$ 期间输出高电平, 检测了从开始放电到继之而来的充电到静态电平之间的时间间隔。

由图 5.4.19 的 v_c 波形可知:

$$(I_2 - I_1)(t_1 - t_0) = I_1(t_2 - t_1)$$

则可得到:

$$t_2 - t_0 = \frac{I_2}{I_1}(t_1 - t_0) \quad (5.4.11)$$

上式中, $(t_1 - t_0)$ 为待测的起始信号-停止信号时间间隔, $(t_2 - t_0)$ 是比较器输出脉冲 v_o 的宽度。 I_1 和 I_2 已知, 因此由 $(t_2 - t_0)$ 可以测出 $(t_1 - t_0)$ 的大小。

因为设计的 $K = I_2/I_1$ 可以很大, 这样一来, $(t_2 - t_0)$ 比 $(t_1 - t_0)$ 就大得多。对于一定的时钟频率, 扩展倍数 K 越大, 则时间分辨越小。用这种时间扩展法可以把时间分辨做到 10ps 以下。

这种时间扩展方法的精度决定于恒定电流的稳定性, 所以 K 不能做得太大, 一般为 1000 左右。同时, 当 K 很大时, 相应的变换死时间也成比例地增加, 从图 5.4.19 的 v_c 波形可以看到这一点。因此, 在实际设计中要根据时间分辨和死时间的要求适当地选用扩展倍数。

(2) 时幅变换内插时数变换

由于起停型时幅变换具有时间分辨好、道宽小的特点, 适合于小时间间隔测量, 因此, 可以用时数变换器测量时间间隔为时钟周期的整数周期部分, 而用时幅变换器作为时数变换器的内插电路, 测量小于一个时钟周期的时间间隔部分。这种方法称为时幅变换内插时数变换。

图 5.4.20 给出了时幅变换内插时数变换方法的工作波形。

设时钟周期为 T_0 , 起始信号 v_1 与停止信号 v_2 之间的时间间隔 Δt 中包含时钟脉冲的整数为 m , Δt 可以表达为:

$$\Delta t = (m-1)T_0 + \Delta t_1 + \Delta t_2 \quad (5.4.12)$$

m 个时钟脉冲中有 $(m-1)$ 个时钟周期, Δt_1 是起始信号与第一个时钟脉冲之间的时间间隔, Δt_2 是停止信号与最后一个时钟脉冲之间的时间间隔, Δt_1 和 Δt_2 都不是一个时钟周期, 可以用时幅变换器内插进行精细测量。

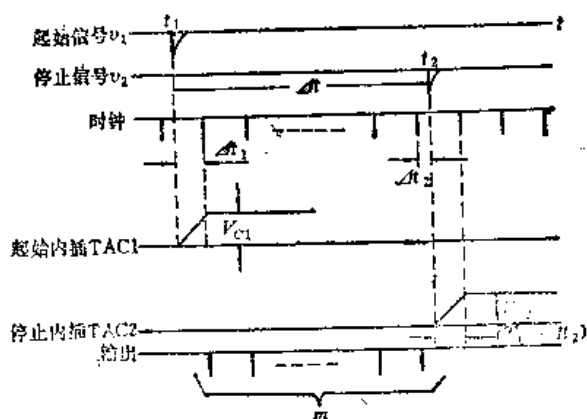


图 5.4.20 时幅变换器内插时数变换器工作波形

Δt_1 用时幅变换器 TAC1 变换成电压幅度 V_{c1} , TAC1 称之为起始内插时幅变换器。而 $(T_0 - \Delta t_2)$ 用另一个时幅变换器 TAC2 变换成幅度 V_{c2} , TAC2 称为停止内插时幅变换器。TAC1 和 TAC2 变换所得的幅度 V_{c1} 和 V_{c2} 再由模数变换器变换成数码 m_1 和 m_2 。 m_1 与 Δt_1 成正比, m_2 与 $(T_0 - \Delta t_2)$ 成正比。

设变换系数为 K ，相应的时间道宽为 T_0/K ，则 Δt_1 和 Δt_2 为：

$$\Delta t_1 = m_1 \frac{T_0}{K}$$

$$\Delta t_2 = m_2 \frac{T_0}{K}$$

则 (5.4.12) 式成为：

$$\Delta t = (Km + m_1 + m_2) \frac{T_0}{K} \quad (5.4.13)$$

在上面推导中，假设了 (5.4.12) 式中的 $(m-1)$ 用 (5.4.13) 式中的 m 来代替。

从 (5.4.13) 式可以看到，对于小的时间间隔 Δt_1 和 Δt_2 ，时间道宽为 T_0/K ，这相当于把原来的时间道宽 T_0 减小了 K 倍，从而大大提高了测量精度。

时幅变换内插时数变换具有时数变换器和时幅变换器两者的优点，即具有动态范围大和道宽小的特点，而且不需要时钟脉冲和起停信号之间的恒定相位关系，所以可使用自激振荡器时钟，以便采用高稳定性的石英振荡器时钟，从而提高工作的稳定性。但是，小时间间隔的时间道宽 T_0/K 的稳定性却由时幅变换器的变换稳定性决定，所以要求稳定的时幅变换。

4. 时间变换方法的比较

上面介绍了几种时间变换方法：起停型时幅变换，重叠型时幅变换，计数式时数变换，游标尺时数变换，时间扩展内插时数变换，时幅变换内插时数变换。当然，还有其他的时间变换方法，而且时间量的变换方法还在继续发展中。上述各种变换方法有不同的特点，适合于不同的用途，它们的主要特性指标比较，见表 5.8。

表 5.8 时间量变换方法比较

特 性	计 数 式 时 数 变 换	游 标 尺 时 数 变 换	起 停 型 时 幅 变 换	重 叠 型 时 幅 变 换	时 幅 变 换 内 插 时 数 变 换	时 间 扩 展 内 插 时 数 变 换
动态范围	无限制	无限制	有限制	小	大	大
最小道宽 (时间分辨)	约 1 ns	几个 ps	几 ps	小	0.2 ps	几 ps
道宽可调性	方便	不方便	方便	不方便	方便	方便
变换稳定性	好	好	不如时数变换	不如时数变换	由时幅变换定	由恒流源定
积分线性	好	好	好	不好	好	好
变换速度(死时间)	快	慢 (mT)	比重叠型慢	快	比重叠型慢	不快

四、上升时间-幅度变换

上升时间-幅度变换也是一种时间量变换。此时待测的时间间隔为脉冲信号的上升时间。当然，此处所指的上升时间可以是脉冲前沿的任何部分，例如，它可以是从脉冲幅度 10% 到 90% 的时间间隔（通常上升时间的定义），也可以是其中任何一部分的时间间隔。

由上升时间-幅度变换器与脉冲幅度分析器可以组成上升时间分析器。上升时间分析器用来研究输入信号上升时间的分布，尤其是核辐射探测器输出信号的波形分布（波形甄

别)。探测器输出信号的上升时间差异由以下几种原因产生：探测器的种类或结构不同；入射粒子的种类、位置、方向不同；计数率过高发生堆积等等。所以利用信号上升时间差异可以去掉某些干扰信号，由此提高测量精度、改进探测器的工艺结构，改进系统组成等。

上升时间-幅度变换方法涉及到上升时间检出和时幅变换两个方面。通常，按上升时间的检出方法分类，下面简单介绍几种方法。

1. 前沿定时-过零定时型上升时间幅度变换

图5.4.21是这种方法的原理方框图及其工作波形图。

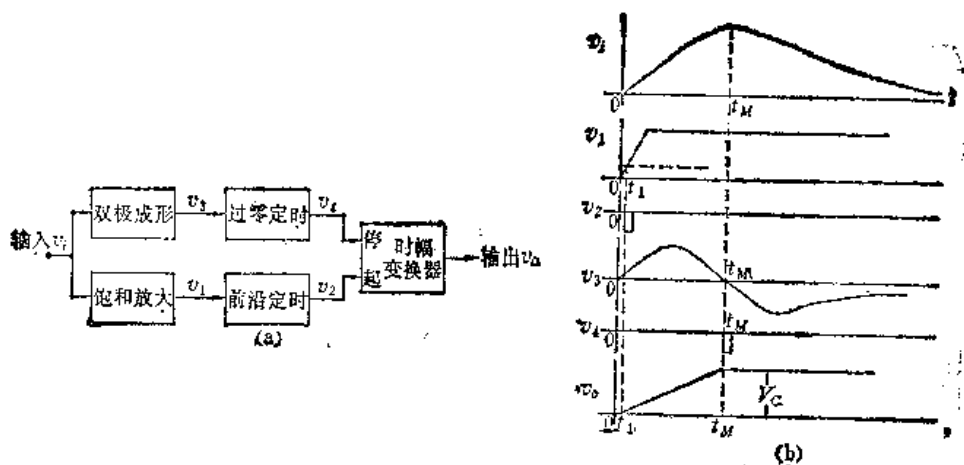


图5.4.21 前沿定时-过零定时型变换
(a) 原理方框图 (b) 工作波形

输入信号 v_i 同时加到前沿定时道和过零定时道。 v_i 经饱和放大成为信号 v_1 ， v_1 由前沿定时甄别器决定此信号波形的起点 t_1 。前沿定时甄别器输出定时信号 v_2 （定时点 t_1 ）作为时幅变换器的起始信号。输入信号 v_i 的另一路经过双极成形成为双极信号 v_3 ， v_3 的过零点为输入波形 v_i 的峰位时间 t_M 。过零定时甄别器输出过零定时信号 v_4 （定时点 t_M ）。 v_4 作为时幅变换器的停止信号。时幅变换器输出信号的幅度 V_o 与上升时间间隔 $(t_M - t_1)$ 成正比，由此完成上升时间-幅度变换。

前沿定时-过零定时型上升时间幅度变换方法简单，如果测量上升时间的要求不高或两种输入信号的上升时间（波形）差异较大，则可使用这种方法。它的缺点是精度低，而且不能测量输入信号波形的任意部分。

2. 恒比定时-过零定时型上升时间幅度变换

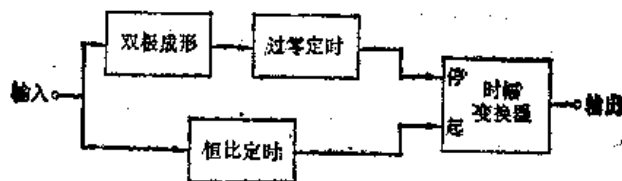


图5.4.22 恒比定时-过零定时型变换方框图

图5.4.22是这种方法的原理方框图。恒比定时用于决定输入信号波形的起点，它的定时信号作为时幅变换器的起始信号。过零定时决定输入波形的峰顶时间，其定时信号作为时幅变换器的停止信号。这种方法结构较简单，精度比较高，所以能满足一般波形甄别的要求，应用比较广泛。

3. 恒比定时-恒比定时型上升时间幅度变换

图5.4.23是这种方法的原理图和工作波形图。

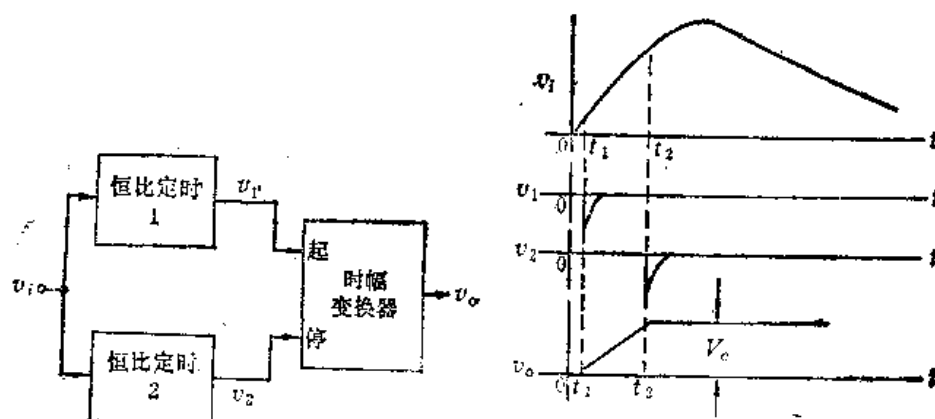
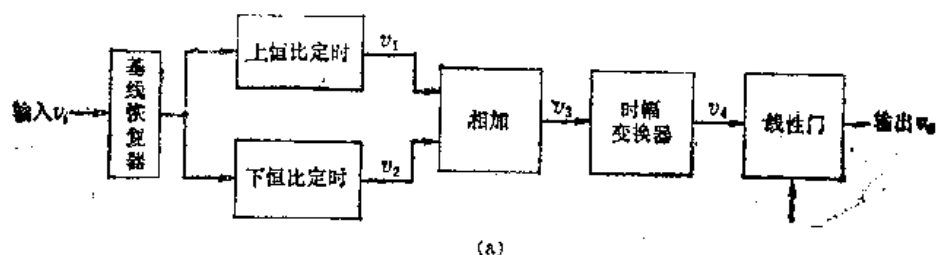


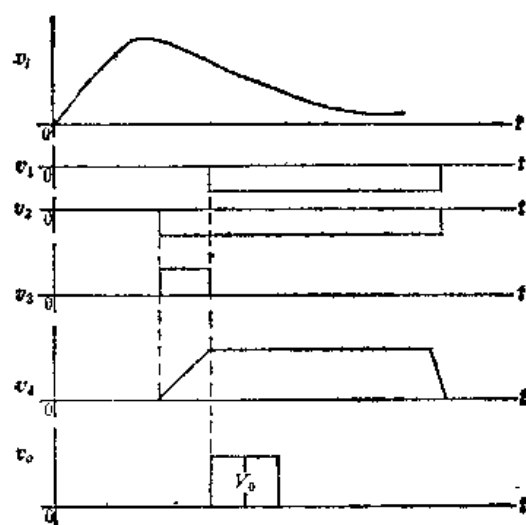
图5.4.23 恒比定时-恒比定时型变换

(a) 原理框图

(b) 工作波形



(a)



(b)

图5.4.24 上升时间-幅度变换器实例

(a) 结构方框图

(b) 工作波形

恒比定时甄别器 1 和恒比定时甄别器 2 分别取出输入波形 v_i 前沿的两个不同时间点。 v_1 定时信号的定时点为 t_1 ，它作为时幅变换器的起始信号。 v_2 定时信号的定时点为 t_2 ，它作为时幅变换器的停止信号。由此，时幅变换器把时间间隔 $(t_2 - t_1)$ 变换成相应的幅度 V_0 。两个恒比定时甄别器的衰减比可以任意连续调节，这种方法可以测量输入信号前沿的任何部分的时间间隔^②。由于此方法通用性强，所以通常称为通用脉冲形状甄别电路。

4. 上升时间-幅度变换器实例

图 5.4.24 给出一个实际的上升时间-幅度变换器。

这是一个恒比定时-恒比定时型变换器。输入信号 v_i 经基线恢复器同时加到上、下恒比定时甄别器中。基线恢复器用来稳定基线，以便提高测量精度。上、下恒比定时甄别器输出定时信号 v_1 和 v_2 。 v_1 和 v_2 在相加电路中相加，输出信号 v_3 。 v_3 的宽度为两个定时信号 v_1 和 v_2 之间的时间间隔，也就是 v_3 的宽度与 v_i 的上升时间成正比，如图 5.4.24 (b) 所示。 v_3 的宽度由时幅变换器变换成幅度为 V_0 的信号 v_4 ， v_4 经线性门输出。所以输出脉冲幅度 V_0 与输入信号的上升时间大小成正比。

由图 5.4.24 (a) 所示的这种上升时间-幅度变换器可以测量从 0 到 $10\mu s$ 范围的上升时间。上恒比定时点和下恒比定时点在输入信号前沿的 10% 和 90% 之间可调。变换非线性小于 2%，最小上升时间分辨好于 200 ps。

§ 5 脉冲波形甄别

脉冲波形甄别是指按脉冲信号的形状不同对脉冲进行分类。脉冲信号的形状包括幅度、上升时间、下降时间、宽度等等。显然脉冲波形甄别不包括脉冲幅度甄别在内。脉冲波形甄别可以看作时间甄别和分析的一个重要应用。前面所述上升时间分析就可以用作脉冲波形甄别，其他定时甄别方法和时间分析方法也可用作脉冲波形甄别。

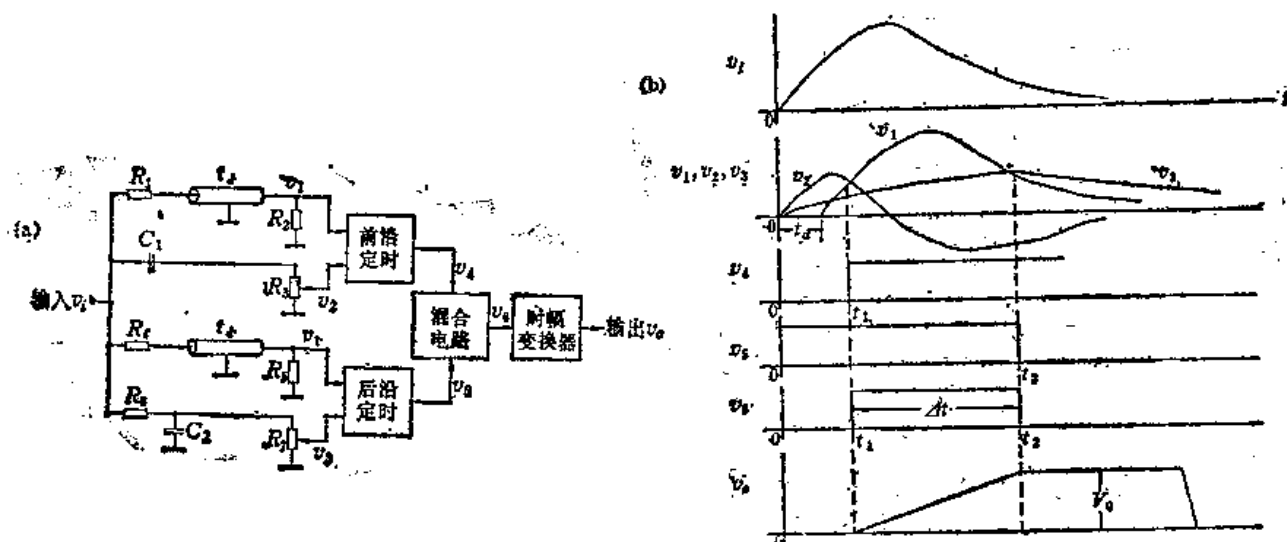


图 5.4.25 脉冲宽度甄别原理

(a) 原理方框图 (b) 工作波形

脉冲波形甄别的用途很广。它可用于粒子甄别，即利用不同粒子在探测器中产生的信号

波形不同来区别不同的粒子，它还可用于除掉锗（或锂）探测器中由于缺陷而产生的慢上升信号；以及用于堆积拒绝等等。

下面以脉冲宽度甄别为例来说明脉冲波形甄别的工作情况。图5.4.25给出实现脉冲宽度甄别的电路原理。

图5.4.25 (a) 的结构与上升时间-幅度变换器相类似。输入信号 v_i 同时加到前沿定时道和后沿定时道中。用恒比定时方法，分别检出前沿和后沿产生的时刻。在前沿定时道中， v_i 一路经延迟 t_2 后成为信号 v_1 ； v_i 另一路经微分衰减成为信号 v_2 。 v_1 和 v_2 相减定时，得到前沿定时信号 v_4 ，定时点为 t_1 ，如图5.4.25 (b) 中所示。在后沿定时道中， v_i 一路经延迟 t_1 后成为信号 v_3 ； v_i 另一路经积分衰减成为信号 v_5 。 v_1 和 v_3 相减定时，得到后沿定时信号 v_5 ， v_5 的定时点为 t_2 。 v_4 和 v_5 在混合电路中混合，得到宽度为 $\Delta t = t_2 - t_1$ （即为前沿定时点和后沿定时点之间的时间间隔）的脉冲信号 v_6 。最后用时幅变换器把 v_6 的宽度 Δt 变换成幅度为 v_o 的输出信号 v_o 。

从上面分析可见，输出脉冲的幅度与输入信号的脉冲宽度成正比：

$$v_o \propto \Delta t$$

脉冲宽度甄别器的输出信号 v_o 可由脉冲幅度甄别器甄别，由此可以区别宽度不同的输入脉冲，或剔除那些不需要的输入信号。

如果把脉冲宽度甄别器的甄别信号，例如大于一定脉冲宽度的输出信号，输到多道脉冲幅度分析器中去阻止相应的信号输出，这就可以阻止那些产生脉冲堆积的输入信号。

脉冲波形甄别主要根据探测器输出信号形状不同进行甄别，所以脉冲波形甄别性能与探测器性能密切相关。因此，除了上述上升时间-幅度变换器、脉冲宽度甄别器等部件的性能以外，还往往给出整个脉冲波形甄别系统的性能。整个系统的主要性能指标为优质因子 M 。 M 表示系统能够分开 a 粒子和 b 粒子的能力。

在图5.4.26中给出了波形甄别系统的优质因子定义。

图中分别给出 a 粒子和 b 粒子的时间谱。 W_a 和 W_b 各自为 a 粒子谱和 b 粒子谱的时间分辨， x 为 a 粒子和 b 粒子之间的时间差。优质因子定义为：

$$M = \frac{x}{W_a + W_b} \quad (5.4.14)$$

时间分辨 W_a 、 W_b 愈小，时间差 x 愈大，则 M 愈大，即波形甄别能力愈强。反之，则 M 小，甄别能力愈差。从图5.4.26中可以看到，当 x 愈小时， a 和 b 两个谱接近，直到不能区分。或者，当 W_a 、 W_b 很大时， a 和 b 两个谱混成一个谱，则不能区分不同粒子。

优质因子 M 还依赖于输入信号的幅度范围（相应于粒子的能量范围）。一般动态范围应为100或更大些。 M 还与输入信号计数率（相应于粒子数）有关。当计数率大于每秒 10^4 个计数时， M 通常要变差。

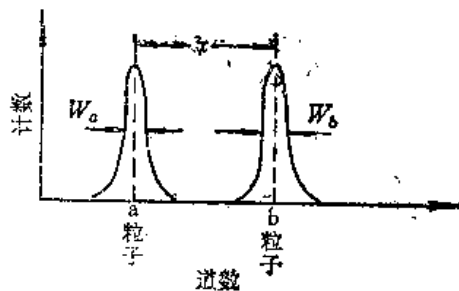


图5.4.26 波形甄别系统优质因子的定义

习 题 与 思 考 题

5.1 前沿定时中,若输入信号前沿为线性变化,达峰时间 $t_M = 2.0\text{ns}$, 最大幅度 $V_M = 10\text{V}$, 阈值 $V_T = 0.1\text{V}$ 。求输入信号幅度从 0.1V 变到 10V 时的前沿定时误差。

5.2 在习题 (5.1) 中,若输入信号上升时间变化引起 t_M 的变化为 $\pm 0.4\text{ns}$, 其余条件同习题 (5.1), 求输入信号幅度变化和上升时间变化产生的总的定时误差。

5.3 前沿定时中,设输入信号前沿线性增长,上升时间 1.0ns , 阈值约 0.1V 。输入信号上升时间变化为 $\pm 0.2\text{ns}$, 幅度从 0.1V 变到 10V , 求前沿定时误差。

5.4 前沿定时中,设输入信号为 $v(t_1) = V_1(1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$, 阈值为 V_T 。

(1) 如果输入信号幅度从 $V_{1\min}$ 变到 $V_{1\max}$, 而时间常数 τ 不变, 求前沿定时的定时误差。

(2) 如果输入信号幅度 V_1 不变, 而时间常数从 $\tau_{\min}$ 变到 $\tau_{\max}$, 求前沿定时的定时误差。

(3) 如果输入信号幅度和时间常数同时如 (1) 和 (2) 中那样变化, 求前沿定时的定时误差。

5.5 在一个恒比定时甄别器中, 如果衰减系数为 20% , 输入信号的上升时间为 1.8ns , 则外接延迟电缆的延迟时间应该取多少?

5.6 符合电路两路输入信号皆为理想的矩形脉冲, 其脉冲宽度分别为 50ns 和 70ns 。符合电路输出信号为 $V_O = V_{cm}(1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$, 其中 $\tau = 20\text{ns}$, $V_{cm} = 3\text{V}$ 。符合电路后接快脉冲幅度甄别器的阈值为 1.5V 。求符合电路的分辨时间为多少?

5.7 设起停型时幅变换器的充电电容 C 为 200pF , 充电电流 I 为 10mA 。求起始信号和停止信号之间的时间间隔为 50ns 时, 时幅变换器的输出幅度为多少伏?

5.8 设起停型时幅变换器中, 充电电容 C 为 100pF , 恒流 I 为 10mA , 若测得变换器输出幅度为 1V , 求所测起始信号和停止信号之间的时间间隔为多少?

5.9 一个起停型时幅变换器, 恒定电流的最大值为 8mA , 最小充电电容为 100pF , 最小输出幅度为 0.1V 。求这个时幅变换器能测量的最小时间间隔为多少?

5.10 一个起停型时幅变换器中, 若最小充电电流为 0.5mA , 最大充电电容为 $0.02\mu\text{F}$, 最大输出变换脉冲幅度为 3V 。求这个时幅变换器能测量的最大时间间隔为多少?

5.11 由起停型时幅变换器和多道脉冲幅度分析器组成一个时间多道分析器。时幅变换器中恒定电流 I 为 1mA , 变换电容 C 为 100pF , 多道脉冲幅度分析器道数为 1000 道, 最大分析范围为 10V 。求这个时间多道分析器能测量的最小时间间隔为多少?

5.12 一个起停型时幅变换器电路如习题图 5.1 中所示。

其中变换电容 $C = 200\text{pF}$, 静态时电容上电压为零伏, 恒定电流 $I_0 = 10\text{mA}$, 电阻 R 为无穷大。

(1) 若起始信号和停止信号之间的时间间隔为 50ns , 在理想条件下, 变换输出电压幅度 V_O 为多少伏?

(2) 如果需要考虑晶体管 T_1 、 T_2 由导通到截止时的下降时间 t_f ，并设电流的线性下降规律为：

$$I = \begin{cases} I_0 \left(1 - \frac{t}{t_f}\right) & t < t_f \\ 0 & t \geq 0 \end{cases}$$

设 T_1 管的 t_f 为 20ns， T_2 管的 t_f 为 10ns。求变换后的输出幅度为多少？

5.13 设游标尺时数变换器中，时钟周期 $T_1 = 300\text{ns}$ ， $T_2 = 299\text{ns}$ 。若所测时间间隔为 10ns，求时间放大系数为多少？当道数为 $m = 1000$ 时，求测量死时间为多少？

5.14 选择一个 TAC 的量程为 50ns，输出满量程幅度为 10V。TAC 输到一个 ADC 中，ADC 的道宽选择为 1mV。

(1) 若测得时间分辨为 10 道，求此时间分辨相当于多少 ps？

(2) 若测量一对时间间隔为 40ns 的信号，求 ADC 输出为多少道的信号？若 ADC 为线性放电型，而且它的时钟频率为 100MHz，则测量这个时间间隔至少要用多少时间？

5.15 何谓定时？何谓时间分辨率？

5.16 定时电路的定时误差分哪几类？各由哪些因素引起？

5.17 为什么一般要求在输入信号前沿斜率最大处作为定时点？

5.18 何谓触发比？它有什么实用意义？

5.19 简述过零定时原理，它为什么要有预置甄别器？

5.20 何谓斜率噪声比，它有何实际意义？

5.21 简述恒比定时原理，并说明恒比定时与过零定时有何异同点。

5.22 过零定时是否前沿定时？过零定时是否恒比定时？前沿定时是否恒比定时？恒比定时是否前沿定时？恒比定时是否过零定时？

5.23 简述 ARC 定时原理，它与恒比定时有何异同点？

5.24 为什么要用双预置技术来改进 ARC 定时？

5.25 试比较前沿定时、过零定时、恒比定时及 ARC 定时的优缺点，并说明其应用。

5.26 简述起停型 TAC 的工作原理。

5.27 简述 TDC 的工作原理。

5.28 试比较 TAC 和 TDC 的优缺点。

5.29 何谓内插时数变换，何谓时间扩展原理？时幅变换内插时数变换有何特点？

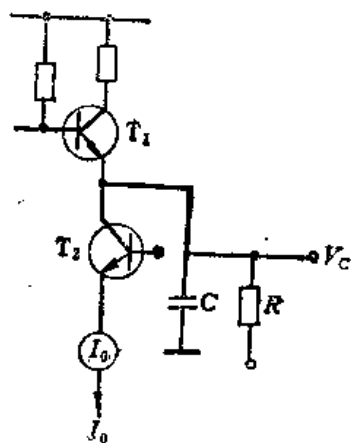
5.30 何谓符合？电子学上的符合是如何定义的？

5.31 符合电路单元的功能是什么？

5.32 符合电路的分辨时间是如何定义的？实用中为什么符合电路有电子学分辨时间和物理分辨时间？

5.33 传输电缆的主要特性是什么？

5.34 何谓快脉冲，何谓慢脉冲？



习题图 5.1 起停型时幅变换器电路

- 5.35 何谓匹配？何谓串接匹配，何谓并接匹配？何谓单端匹配，何谓两端匹配？
- 5.36 上升时间-幅度变换通常分哪几种，它们各有什么特点？
- 5.37 何谓脉冲波形甄别？
- 5.38 简述脉宽度甄别原理。

第六章 数据获取和处理

在核电子学测量系统中，核辐射探测器输出信号在经过各种信号处理电路后，通常都要变换成数字信号，再经过数据收集和处理，给出实验的最终结果。因此实验工作的任何进展都要求有相应的数据获取和处理系统的支持。本章将介绍用于核辐射测量的数据获取和处理的方法、设备及系统。

§1 核脉冲计数

脉冲信号计数是核电子学最基本的测量方法，也是最简单的数据获取工作。核辐射探测器输出的脉冲信号数目与被探测的辐射强度成正比，直接记录单位时间内的脉冲数目可以测量核辐射强度。在幅度分析和时间分析中，常用计数设备来测量某一类信号的计数率。例如，测量幅度在某一范围内的信号计数率，测量在时间上符合的信号计数率等等。

图6.1.1给出三种核脉冲计数系统的方框图。探测器的输出信号通常都经过前置放大器和主放大器后加以分析和记录，也可根据测量要求加入各种信号处理电路（例如单道分析器和符合电路），输出数字脉冲，最后由计数设备加以记录。

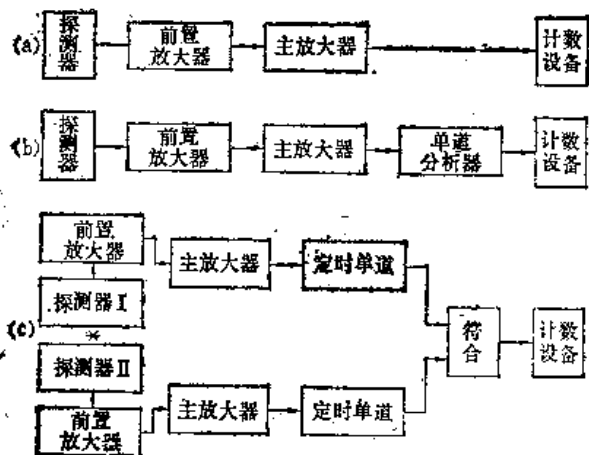


图6.1.1 脉冲计数系统

- (a) 简单的计数系统
- (b) 单道计数系统
- (c) 符合计数系统

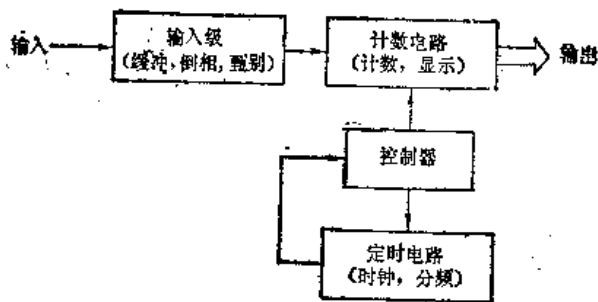


图6.1.2 定标器的原理框图

常用的计数设备有定标器和计数率计。定标器又称计数器，用来记录在一定时间间隔内的输入脉冲数目。计数率计则是直接指示输入信号的计数率，即它能直接给出单位时间内的平均输入脉冲数。

一、定 标 器

1. 定标器工作原理

定标器是最早使用的一种核辐射测量仪器，其形式是各种各样的，内部电路有简有繁，适合于不同的使用要求。为了保证测量的准确性和精度，近代定标器一般都具有自动操作和自动控制等功能，能够精确记录任意选定时间内的脉冲计数，可直接显示或输出测量结果。定标器的原理框图如图6.1.2所示，它包括输入级、计数电路、定时电路和控制电路等部分。

定标器的输入部分通常设有倒相、缓冲器和脉冲幅度甄别器，它的作用是把输入脉冲成形为适合于能触发计数电路的脉冲，并剔除小的干扰信号和噪声脉冲。缓冲器起隔离作用，倒相开关便于选择正负极性输入。

计数电路是定标器的主要部分，它用来累计输入脉冲的数目，一般都由十进制计数单元构成，低、中速计数电路大部分都采用MOS或TTL集成电路，高速计数电路大都采用ECL电路。计数电路的计数容量多数为 (10^6-1) ，因此，由六级十进制计数单元组成。有的计数电路，其计数容量为 $(2^{24}-1)$ ，即 $\sim 1.7 \times 10^7$ ，一般不再需要考虑定标器的溢出。计数电路通常附有译码显示电路，直接显示测量结果，它还可和打印机连接，输出数据。

定时电路根据测量工作需要来选择计数时间，它包括作为时间基准的石英晶体振荡器和分频电路。即用频率稳定的时钟信号周期来计时，由于石英晶体振荡器产生的时钟信号周期太短，不能满足定时要求，通过分频把频率较高的时钟信号变成频率较低的信号。例如频率为 $10^4/\text{s}$ 的时钟信号（周期为 10^{-4}s ）经过六级十分频电路就变成周期为 100s 的时钟信号。如果使定标器从第一个时钟信号产生时刻开始计数，在第六级十分频电路输出信号时停止计数，则分频电路最后输出信号的周期恰等于计数测量时间，如上例计数时间为 100s 。测量时间也可由显示电路显示。

控制电路是通过不同的逻辑电路来控制整个仪器，使它在各种情况下工作，如手动计数，半自动计数，自动计数等方式，还可预置定时计数或定数计时的功能，测量在选定时间内的输入脉冲数目或测量选定脉冲数目所需要的时间，此外，有的定标器可以由外加控制信号控制计数的开始和停止。

除了如图6.1.2所示的通用定标器外，还有满足不同使用要求的多种形式的定标器。有二路或三路定标器，能方便地运用在符合和反符合实验中。有可逆定标器，可以进行加法或减法计数，或者一个输入端进行加法计数，另一个输入端进行减法计数，记录下来的计数是两输入端的计数差。有预置定标器，可以在计数达到预定值时给出信号，用以控制其他设备仪器。在一些功能强、通用性好的定标器内都设置了主-从开关，在“主”位置上，控制其它设备，在“从”位置上，则被控制，成为外控定标器。有的预置定标器只用于控制其它设备，它本身不带显示器，而仅有置入预定计数的开关，称为盲预置定标器。在要求记录很多路计数及大容量的系统中，为了节省仪器费用，常使用价格低廉的盲预置定标器，系统只要通过一个中心显示器或计算机显示终端显示其测量结果。

由于集成电路的发展，现在常在一个NIM插件中包括多个定标器，共用一个显示器。在一个CAMAC插件中，还可以包括有4路、8路、16路定标器，但不带显示器，测量结果可送到计算机处理。

在计数系统中,常常要求将所测量的计数结果自动读出,因此,有的定标器还附有输出缓冲寄存、驱动、控制或通讯接口电路,以供打印输出、磁带记录、纸带穿孔记录,或直接送计算机进行数据处理。图6.1.3给出带有缓冲寄存器和扫描器等数据读出部件的多路定标器的计数系统。缓冲寄存器是一个用于减少系统死时间的数据寄存装置。定标器记录的脉冲数目传送到读出装置需要较长时间,通常在传送前将它迅速地存入缓冲寄存器,使定标器又可立即开始获取新的计数,缓冲寄存器的数据再经过扫描器传送到读出装置。扫描器包括脉冲序列发生器、数据传送到输出的指令逻辑、数据变换逻辑及连接输出装置的逻辑等。它可用于控制多路定标器的自动打印输出。

2. 定标器插件电路实例

图6.1.4给出一个实际定标器插件电路原理框图。它与图6.1.2所示原理相同,包括以下部分。

(1) 输入电路

它由倒相器、甄别器、单稳成形、计数门等单元组成。其作用是将输入的不同幅度、不同宽度、不同极性的脉冲成形并得到幅度约3V,宽度为0.12 μ s左右的正脉冲,

送入计数电路。它还可按实验要求调节甄别阈,剔除小的干扰脉冲和噪声。在仪器工作于“自检”方式时,则将内部产生的频率为 10^4 /s的时钟信号送到计数电路作检验用。

(2) 计数显示电路

计数显示电路是由六位十进制计数单元组成,并由译码器将记录的脉冲计数译成对应的数码,通过磷砷化镓数码管显示,同时输出打印信息,可供打印机打出字码。计数最大容量为 (10^6-1) 。

(3) 定时电路

由石英晶体振荡器作为时间基准,晶振输出频率为 10^4 /s信号,经倒相、成形电路得到前后沿都很陡的矩形脉冲,一路送自检、一路经定时门送分频电路。分频电路包括二分频、三分频和六组十分频电路,用波段开关可以选择周期为1s、3s、6s以及 $\times 10$, $\times 100$ 的时基脉冲。

(4) 控制电路

它包括由双稳态触发器及门电路构成的主控单元,用作延时的单稳态电路和复位电路等。控制电路实现整机控制逻辑,完成手动、半自动、自动三种工作方式。

主控单元中的双稳态电路具有两种工作状态,因此可以输出两种电平,作为计数门和定时门的开门和关门信号。

在手动工作方式,“计数”,“停止”,“复位”均用手动按钮。操作时,先按下手动“计数”开关的按钮,主控单元发出开门信号,同时打开计数门和定时门,计数显示电路开始记录输入脉冲的数目,到一定时间以后,按下手动“停止”按钮,主控单元发出关门信号,同时关闭计数门和定时门,记下脉冲数目,再按下手动“复位”按钮,使计数电路和定时电路复原到“0”状态,准备开始第二次测量。在手动方式,定时电路实际上是不起作用的。操作者可用停表来记录测量时间。

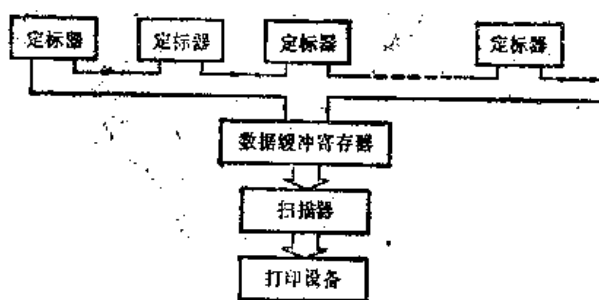


图6.1-3 带有缓冲、扫描器的计数系统

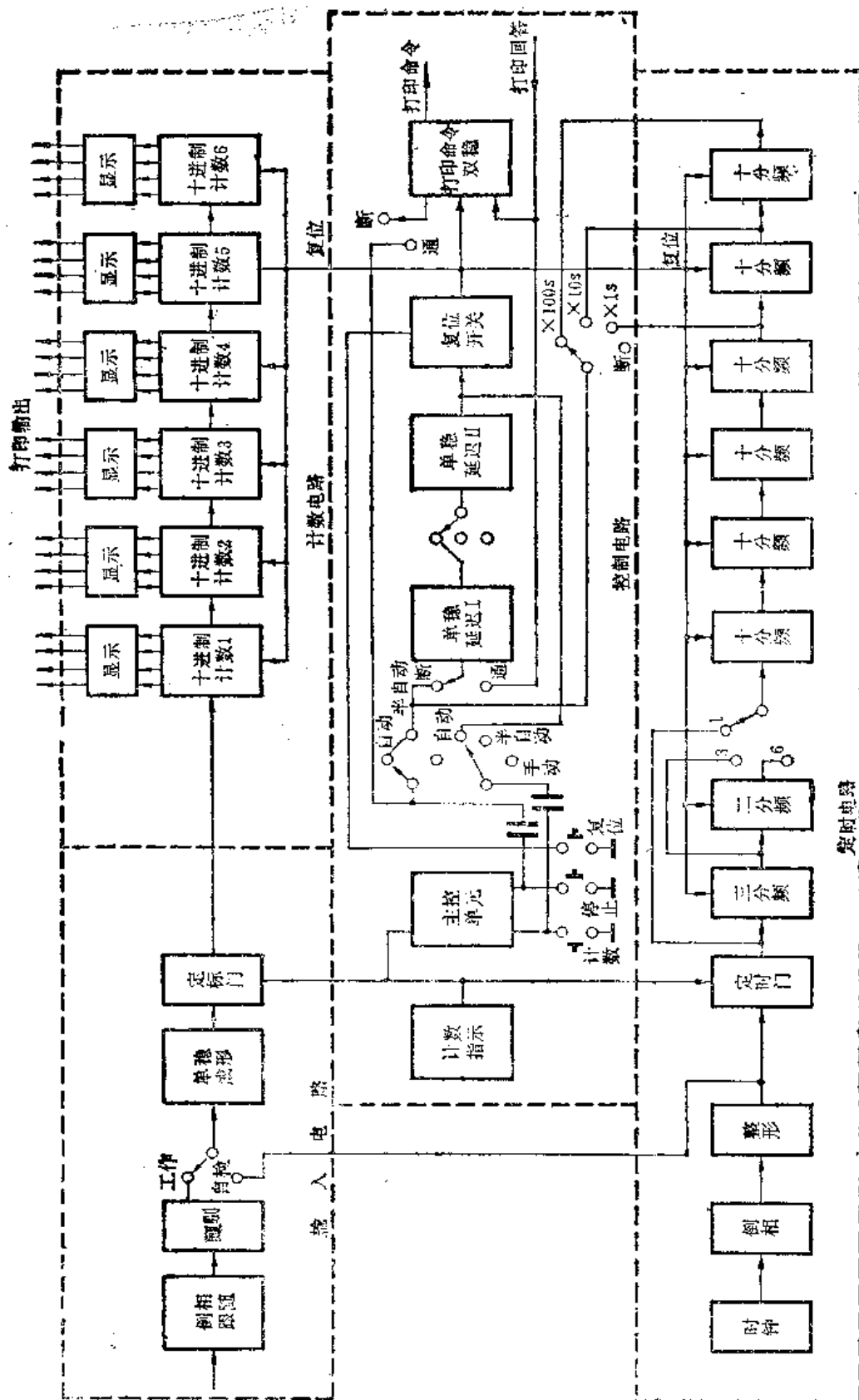


图 C.1.4 实际定标器插件框图

在半自动工作方式, 开始计数仍用手动“计数”按钮, 计数测量时间到达预先选定的时间时, 从分频电路输出一个定时信号, 使主控单元改变状态, 发出关门信号使计数门和定时门关闭, 计数自动停止, 并把记录的脉冲数目显示出来。“复位”操作仍用手动方式。

在自动工作方式, 按一次“计数”按钮后, 仪器即可自动计数, 自动停止, 自动复位, 反复循环。在第一次测量时, 与半自动方式完全一样, 按一次手动“计数”按钮, 仪器开始计数, 在经过预先选定的测量时间后自动停止计数。只是分频电路输出的定时信号除送到主控单元外, 还送到单稳延时电路(I), 延迟一段时间(约5~10秒)后输出信号到达复位电路, 发出复位信号, 让计数电路和定时电路复原到“0”状态, 单稳延时电路(I)延迟的时间就是显示所记录脉冲数目的时间, 需要注意的是操作者必须迅速地在这段时间内记下脉冲的数目, 如果记不下来, 就会被复位信号抹掉。由单稳延时电路(I)触发的单稳延时电路(II), 在延迟一段时间后(约1~2秒)发出一个再计数信号送到主控单元, 使主控单元再一次更换工作状态, 打开计数门和定时门, 开始第二次计数。这样一次又一次的计数相隔一定时间自动进行下去。

在自动工作方式, 仪器还可与打印机连接, 打印所记录的脉冲数目。如图6.1.4所示, 只须把打印开关接在“通”位置, 将信号输出插座通过连线和打印机连接。这时, 在预定测量时间到达后, 分频器送出定时信号不立即送入单稳电路(I), 而是去触发“打印命令双稳”电路, 使它送出打印命令信号, 打印机即开始工作, 把所记录的脉冲数目打印下来, 打印完毕, 打印机送出“回答”信号, 使“打印命令双稳”电路返回原来状态, 同时, “回答”信号再去触发单稳延时电路(I), 显示所记录的脉冲数目, 接着自动复位, 开始下一次计数, 打印机会按自动状态不断循环打印。

3. 定标器测量核脉冲计数的误差

在核脉冲计数测量中, 如果仪器都十分稳定, 源和探测器相对位置不变, 测量时间一定, 定标器记录脉冲数目的误差决定于计数的统计误差和漏记误差。

(1) 统计涨落误差

核探测器输出脉冲在时间上的随机性质使得在相同时间间隔内测量的脉冲数目有涨落, 因为它服从泊松分布, 可以求得所测量值涨落的均方根值 σ_N 和相对统计误差 v_N , 即有

$$\sigma_N = \sqrt{N} \quad (6.1.1)$$

$$v_N = \frac{\sigma_N}{N} = \frac{1}{\sqrt{N}} \quad (6.1.2)$$

其中 N 为所记录的脉冲数目。显然 N 值越大, 相对误差越小, 测量精度越高, 定标器的容量给出了它所能允许记录的最大脉冲数目 N_{max} , 有

$$N_{max} = \frac{1}{v_{N_{max}}^2} \quad (6.1.3)$$

这里的 $v_{N_{max}}$ 是定标器计数能达到的最小统计误差。为保证达到足够小的 $v_{N_{max}}$, 要求定标器有足够大的计数容量。实际定标器的计数容量大多为 10^6 , 可使最小统计误差为0.1%。

如果在实际测量时, 要求计数精度较低, 相对统计偏差 v_N 可选得较大。设平均计数率为 n , 测量时间为 T , $N = nT$, 所记录脉冲数目 N 小于 N_{max} , 可根据所要求的统计误差求出所需的测量时间 T , 有

$$T = \frac{1}{nv_N^2} \quad (6.1.4)$$

在计数精度要求高的情况下, 要求记录足够大的脉冲数目 N 。必须注意当计数 N 大于 N_{max} 时, 定标器产生溢出。

(2) 漏记误差

核探测器输出脉冲在时间上的随机分布使定标器记录的脉冲可能在极短的时间间隔内接踵而至, 也可能要隔一段较长时间间隔才到达, 因此用于核辐射测量的计数电路与测量周期信号的频率计中的计数电路相比要求具有较好的分辨本领, 即要具有较小的分辨时间。所谓分辨时间 τ 是指计数电路能够分开记录两个相邻信号脉冲之间的最小时间间隔, 就是说仪器在经过一次计数后要经历的一段失效时间, 在这段时间内到达的第二个脉冲不会引起电路计数。任何实际的计数电路都具有有限的分辨时间, 一定有一部分脉冲在仪器的分辨时间之内到达, 不能被记录, 造成计数损失, 这在高计数率情况下显得特别严重。

定标器也给出最高计数频率 f_{max} 的指标, 它是表示能记录恒定周期性脉冲计数时的最高频率值。一般情况下, 有 $f_{max} \approx 1/\tau$ 。需要特别注意的是同一计数电路在接受周期脉冲与接受随机脉冲时的区别。对前者, 只要它的频率低于 f_{max} , 就没有计数损失。对随机脉冲, 如果脉冲计数率 $n = f_{max}$, 计数损失会高达 50%。为了估算漏记误差, 我们先分析只有一级计数单元的情况。设脉冲平均计数率为 n , 在时间间隔 τ 内出现 m 个脉冲的几率可由泊松分布表示,

$$P_m(n\tau) = \frac{(n\tau)^m}{m!} e^{-n\tau} \quad (6.1.5)$$

因为当分辨时间为 τ 时, 计数电路每记录一个脉冲, 在随后的 τ 时间内不能再记录脉冲, 所以在 τ 时间内丢失的平均数为

$$\Delta N = \sum_{m=1}^{\infty} m P_m(n\tau) = n\tau \quad (6.1.6)$$

ΔN 即为每记录一个信号脉冲后丢失的信号脉冲数, 相对计数损失就是漏记数与实际数的比值, 称为漏记误差 δ ,

$$\delta = \frac{\Delta N}{1 + \Delta N} = \frac{n\tau}{1 + n\tau} \quad (6.1.7)$$

可见, 当 $n\tau \ll 1$, 漏记并不严重, 否则, 计数损失非常严重。

由 (6.1.7) 式可以算出在给定相对计数损失 δ 后, 所允许的最高信号计数率 n_{max} , 一般测量中, 满足 $n\tau \ll 1$ 或 $\delta \ll 1$, 可得到近似式

$$n_{max} = \frac{\delta}{1 - \delta} \cdot \frac{1}{\tau} \approx \frac{\delta}{\tau} \quad (6.1.8)$$

或

$$n_{max} = \frac{\delta}{1 - \delta} \cdot f_{max} \approx \delta f_{max} \quad (6.1.9)$$

为了减少漏记, 分辨时间要足够地小, 如果要求相对计数损失 $\delta < 1\%$, 则分辨时间 τ 应满足条件

$$\tau < \frac{0.01}{n_{max}} \quad (6.1.10)$$

$$\text{或} \quad n_{m,x} < 0.01 f_{m,x} \quad (6.1.11)$$

最高计数率 $n_{m,x}$ 要比记录周期信号脉冲的最高频率低两或三个量级。

对于定标器的第一级计数单元, 常常采用快速的, 即分辨时间小的计数电路, 而第二级计数单元则采用较慢速的计数电路。这是因为输入信号脉冲经过第一级(设为10进制计数单元)后, 输出信号的计数率已下降为原来的十分之一, 如果要求相对计数损失不变, 则分辨时间可以相应增大十倍。同时, 因为输入信号本来是随机分布的, 经过第一级计数单元分频以后, 输出信号的时间间隔趋于均匀化, 不再是泊松分布, 计数损失也要少一些。

可以计算经过定标器多级计数单元后输出信号的分布。假设第一级是进位系数为 S 的理想计数器, 忽略它本身的计数损失, 第一级的每个输出脉冲对应于 S 个输入脉冲, 它的相邻两个输出脉冲的时间间隔就是一个包含了 S 个输入脉冲的间隔, 通常称这样一个输出脉冲叫“ S 倍脉冲”, S 倍脉冲之间的间隔叫“ S 倍间隔”。“ S 倍间隔”等于 t 到 $t+dt$ 的概率 $P_S(t)dt$, 可以认为是在时间 t 内, 第一级输入有 $S-1$ 个脉冲发生, 而在随后的 dt 时间内又有一个脉冲发生的两个独立事件的概率组成, 所以有

$$\begin{aligned} P_S(t)dt &= P_{S-1}(t)P_1(t) \\ &= \frac{(nt)^{S-1}}{(S-1)!} \cdot e^{-nt} \cdot ndt \end{aligned} \quad (6.1.12)$$

可以计算出“ S 倍脉冲”的平均时间间隔 t_S :

$$\begin{aligned} t_S &= \int_0^\infty t P_S(t) dt \\ &= \int_0^\infty t \frac{(nt)^{S-1}}{(S-1)!} e^{-nt} d(nt) = \frac{S}{n} \end{aligned} \quad (6.1.13)$$

$$\text{均方差 } \sigma_S^2 = \int_0^\infty (t - t_S)^2 dP_S(t) = \frac{S}{n^2} \quad (6.1.14)$$

$$\text{相对标准误差 } \frac{\sigma_S}{t_S} = \frac{1}{\sqrt{S}} \quad (6.1.15)$$

$P_S(t)$ 为“ S 倍间隔”的概率密度。若在(6.1.12)式中, t 改用归一化变量 $x = nt/S$, 得到归一化的“ S 倍间隔”的概率密度 $P_S(x)$ 。图6.1.5画出了 $S=1, 2, 10, 16, 100$ 时的 $P_S(x)$ 。 $S=1$ 时就是输入脉冲间隔的分布, 随着 S 值的增大, 短间隔出现的概率逐渐减小, 分布接近于对称, 出现概率为最大的间隔接近于平均时间间隔 t_S , 也就是说, 服从泊松分布的随机信号经过进位系数足够大的计数电路后, 接近于周期分布。通常多级十进制计数单元串联使用, 主要应考虑第一级计数电路的计数损失。经过 $S=10$ 的第一级输出脉冲间隔已大为均匀, 对第二级十进制计数单元的分辨时间指标要求可大为放宽; 到第三级输入则是经过 $S=100$ 的输出脉冲, 其时间间隔已相当均匀, 宛如对周期脉冲进行计数了。

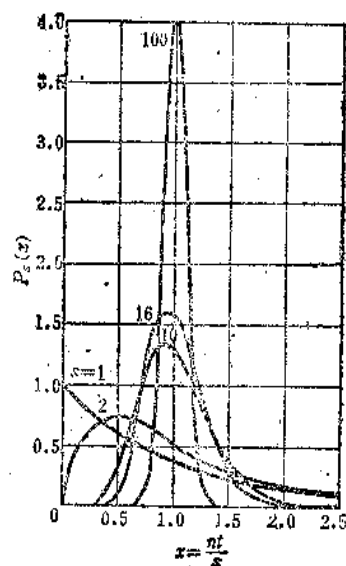


图6.1.5 “ S 倍间隔”的概率密度

二、计数率计

计数率计又称率表，能直接指示输入脉冲的计数率，在许多核辐射测量中，有时需要知道的不是输入脉冲的绝对数目，而是计数率。上面介绍的定标器可以直接记录输入的脉冲数，同时精确测量计数的时间间隔，也能获得一定时间间隔的平均计数率。但是，定标器的间断式测量不能代替计数率计的功能。在同位素应用，矿藏勘探及剂量监测中，计数率的直接测量特别需要，它能连续测量辐射强度，直接指示计数率的变化，并可在任何预定水平上给出报警和自动控制。

通常使用的是线性计数率计，它可分为模拟式和数字式的，前者的输出给出正比于输入脉冲计数率的模拟电压或电流信号，后者则给出正比于输入脉冲计数率的数字脉冲。由模拟电路和指针式电表构成的模拟计数率计，虽然其精度不高，但电路简单，能连续指示，并适用于直接驱动记录仪表和控制系统，因此目前仍被广泛采用。数字式计数率计电路复杂，但具有精度高，功能较全等优点，随着大规模集成电路技术的迅速发展，其应用范围将不断扩大。

模拟式线性计数率计在测量计数率变化范围有好几个量级时要手动更换量程，虽然可以实现自动变换量程，但增加了电路复杂性，因此在需要直接读宽量程内计数率变化的场合，适宜用对数刻度的计数率计，这时输出电平与输入脉冲计数率的对数成正比，使测量范围达几个数量级而无需换档。

1. 模拟式线性计数率计

模拟式线性计数率计的组成如图6.1.6所示，它包括输入脉冲成形电路、RC积分电路和测量指示电路等部分。

从核辐射探测器获取的信号脉冲其幅度和波形各不相同，在测量脉冲计数率时，为了不受幅度和时间参数的影响，需将每个输入脉冲通过成形电路提供幅度和宽度均恒定的电流脉冲，然后加到RC积分电路，使输出电平正比于输入脉冲的计数率，最后由测量指示电路给出计数率的读数。

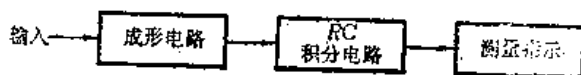


图6.1.6 模拟式线性计数率计组成

我们先讨论利用RC积分电路来测量脉冲平均计数率的原理。图6.1.7给出简单的RC积分电路，假定电流源供给平均计数率为 n 的输入电流脉冲，每个电流脉冲 $i_i(t)$ 已成形为恒定的幅度和宽度，它包含的电荷量为 Q ，可以看出，脉冲每来一个，电容两端即充有电荷 Q ，因为平均速率为 n ，则单位时间内电容上的充电电荷为 nQ ，电容 C 上的电荷同时会通过电阻 R 泄放。当电容充放电平衡时，从输入加到电容上的平均电流将等于流过电阻 R 的放电电流 $\bar{I}_o$ ，即

$$\bar{I}_o = nQ \propto n \quad (6.1.16)$$

用指针式电表指示这个电流值，读数就正比于输入脉冲计数率 n ，这个电流在 R 上产生压降的平均值为

$$\bar{V}_o = nQR \quad (6.1.17)$$

因此也可从电压表读出脉冲计数率 n 。由于输入脉冲在时间上随机分布,输出电流或电压将围绕平均值涨落,电表指针会围绕平均值摆动。为了减少这个涨落,要求满足 $RC \gg 1/n$ 的条件。

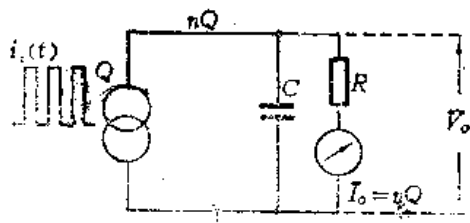


图6.1.7 用RC电路测量计数率原理

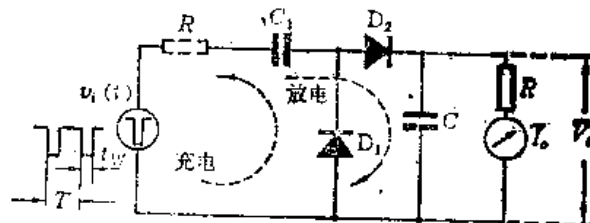


图6.1.8 二极管泵电路

可以估算输出电压涨落的均方值和相对涨落。在输入电流脉冲 $i_i(t)$ 的持续时间远小于 RC 时,可近似为冲击函数,每一个输入脉冲产生的输出电压为

$$v_o(t) = 0 \quad \text{在 } t < 0 \text{ 时}$$

$$v_o(t) = \frac{Q}{C} e^{-t/RC} \quad t \geq 0 \text{ 时}$$

在脉冲平均计数率为 n 时,可以求出 v_o 涨落的均方值为

$$\sigma_v^2 = n \int_{-\infty}^{\infty} v_o^2(t) dt = \frac{n^2 Q^2}{C^2} \int_0^{\infty} e^{-2t/RC} dt = \frac{n Q^2 R}{2 C}$$

因此, v_o 的相对统计偏差为

$$\frac{\sigma_v}{\bar{v}_o} = \frac{1}{\sqrt{2RCn}} \quad (6.1.18)$$

当计数率 n 为一定时, RC 越大,则相对涨落越小。从物理意义上分析,这时 RC 电路上的充放电都进行得很慢,当充放电平衡时, $\bar{v}_o$ 变化也很小,近似为一直流电压,这正是用直流仪表指示的条件。当计数率 n 变低时,则要增大 RC 才能满足相对统计偏差的要求。

对于定标器,若在计数时间为 $2RC$ 时,测得计数 $(2RCn)$,可得到和计数率计同样的相对统计偏差,因此就统计精度而言,计数率的有效计数为 $2RC$ 。

需要注意的是,虽然增大 RC ,可以减小相对统计偏差,但是却降低了响应速度。因为输出电压读数相对输入计数率变化有差迟缓的响应过程,也就是说,要经过一定的读数建立时间,才能达到新的数值。设计数率突然从 n_1 增加到 n_2 ,输出 $\bar{v}_o$ 将按时间常数 RC 增长

$$\bar{v}_o = n_1 QR + QR (n_2 - n_1) (1 - e^{-t/RC})$$

一般取 $(3 \sim 5) RC$ 作为 $\bar{v}_o$ 的读数建立时间。可见,在统计精度相同时,计数率计的读数建立时间实际上比定标器测同样计数的时间还要长,但是计数率计可及时指出计数率变化的趋势,具有连续指示的优点。在设计计数率计电路时,要兼顾统计精度和响应速度两方面的性能。

下面介绍几种实际计数率计电路。

(1) 二极管泵电路

对于成形后的电压脉冲,最早采用两个二极管做的泵电路来产生电流脉冲 $i_i(t)$,加到 RC 积分电路来测量计数率。如图6.1.8所示,它由二极管 D_1 及 D_2 、定量电容 C_1 、积分电容 C 及电阻 R 所组成。图中 R_i 为信号源内阻。

最初电容 C_1 及 C 均无电荷存贮, 当输入脉冲 $v_i(t)$ 负向跳变时, 它通过内阻 R_1 及 D_1 向 C_1 充电, 只要输入脉冲宽度 $t_w > 5R_1C_1$, 电容 C_1 两端的电压就可以充到幅度 v_i (忽略二极管正向压降); C_1 上的充电电荷 $Q_1 = C_1v_i$, 在输入脉冲过去后, D_1 截止, C_1 上的电荷经 D_2 和 C 放电, 通常有 $C \gg C_1$, 放电常数也为 R_1C_1 , 只要前后两个脉冲间隔 $T - t_w \gg 5R_1C_1$, C_1 放电到稳态, 原来充贮在 C_1 上的电荷重新分配到电容 C , C 在每次充电后, 它的两端电压即升高, 如果 C 及 R 两端的电压降为 $\bar{v}_o$, C_1 放电到稳态时也为 $\bar{v}_o$ 值, 则每次从电容 C_1 转移到 C 的电荷 Q 为 $(v_i - \bar{v}_o)C_1$, 由于 $\bar{v}_o$ 的存在, 每次在 C 上电荷的增量 Q 随着 v_i 的增加而减少, 不是一个恒定的量。但随着输入脉冲不断来到, C_1 总是不断地被充电和放电, 而 C_1 上电荷则不断增加, 这样, 就象用水泵汲水一样, 使输出电压逐渐升高, 称之为泵电路。

如果输入脉冲计数率为 n , 则每单位时间向 C 充电的电荷为 $(v_i - \bar{v}_o)C_1n$, 平衡时, 充电电流与放电电流必相等, 即

$$(v_i - \bar{v}_o)C_1n = I_o = \bar{v}_o/R$$

$$\bar{v}_o = \frac{nCR_1}{1 + nRC_1}v_i \quad (6.1.19)$$

由上式可见, $\bar{v}_o$ 和 n 的关系存在着非线性。只有在 $nRC_1 \ll 1$, 或 $\bar{v}_o \ll v_i$ 的条件下, 才能得到 $\bar{v}_o$ 和 n 的线性关系, 即

$$\bar{v}_o \approx nRC_1V_i \quad (6.1.20)$$

$$I_o \approx nC_1V_i \quad (6.1.21)$$

$\bar{v}_o \ll v_i$ 的条件表明: 改善线性, 只能以牺牲输出电压幅度为代价, 例如, 为了得到1%的非线性, $\bar{v}_o$ 只能达到 v_i 的1%, 所以二极管泵电路输出电平只能在很小范围内与 n 保持线性。

$nRC_1 \ll 1$ 的条件也难于满足, 若取小的 C_1 , 会使灵敏度降低, R 太小时, 统计涨落又过大。

(2) 改进型线性计数率计泵电路

若从电路原理上, 对二极管泵电路加以改进, 设法使每次脉冲来到时, C 上的电荷增量为—恒量, 不受 $\bar{v}_o$ 的影响, 就可使输出后 $\bar{v}_o$ 与 n 为线性关系。通常采用两种方法: 第一种方法是使 $(v_i - \bar{v}_o)$ 保持恒定, 让 v_i 值随 $\bar{v}_o$ 的增大而增大, 另一种方法是使 C_1 上 $\bar{v}_o$ 的变化不参与 v_i 对 C_1 和 C 的充电过程, 由此设计出不同的改进型线性计数率计泵电路。

1) 直接充电型三极管泵电路

如图6.1.9 (a) 所示, 用晶体管 T 代替二极管泵电路中的 D_1 , 它是按第一种方法设计的, 采用自举电路, 使 A 点的电位随 $\bar{v}_o$ 的升高而升高, 保证每次脉冲使 C_1 充电电压增大 $\bar{v}_o$, C_1 通过 T 对其充电所达到的电压为 $v_i + \bar{v}_o$, 忽略 T 的发射结压降和 D_2 的正向压降, 则每输入一个脉冲后, 传送到 D_1 上的电荷 Q 为 $C_1(v_i + \bar{v}_o - \bar{v}_o) = C_1v_i$, 即不受 $\bar{v}_o$ 的影响, 使 $\bar{v}_o$ 与 n 有线性关系。

2) 密勒积分型泵电路

如图6.1.9 (b) 所示, 是按第二种方法设计的电路, 利用运算放大器构成密勒积分器, $\textcircled{A}$ 点电位始终接近于零 (虚地), 使输出 $\bar{v}_o$ 的变化与 v_i 对 C_1 和 C 的充电几乎无关, 每次脉冲作用时, C 上电荷增量恒定, 而对 $i_i(t)$ 流入的电路来说, R 减小 A 倍, C 增大 A 倍, 时间常数 RC 保持不变。

3) 电荷转移型三极管泵电路

如图6.1.9 (c) 所示, 利用具有隔离作用的共基电路作恒流源代替 D_2 。输入脉冲对 C_1 充电时仍通过 D_1 , 放电则通过晶体管 T , T 的集电极输出电阻很大, 近似为恒流源, 输出电流 $i_i(t)$ 就基本上不受 v_o 数值的影响。 C_1 上起始电压为 E , 通过 D_1 充电到 $v_i + E$, 放电后仍达稳定值 E , 每个输入脉冲对 C_1 充电电荷 Q 为 $C_1(v_i + E - E) = C_1 v_i$, 故由集电极输出的每个电流脉冲的电荷为 $\alpha Q \approx Q = C_1 v_i$ (α 为 T 的共基极电流放大倍数) 与 v_o 无关。在这

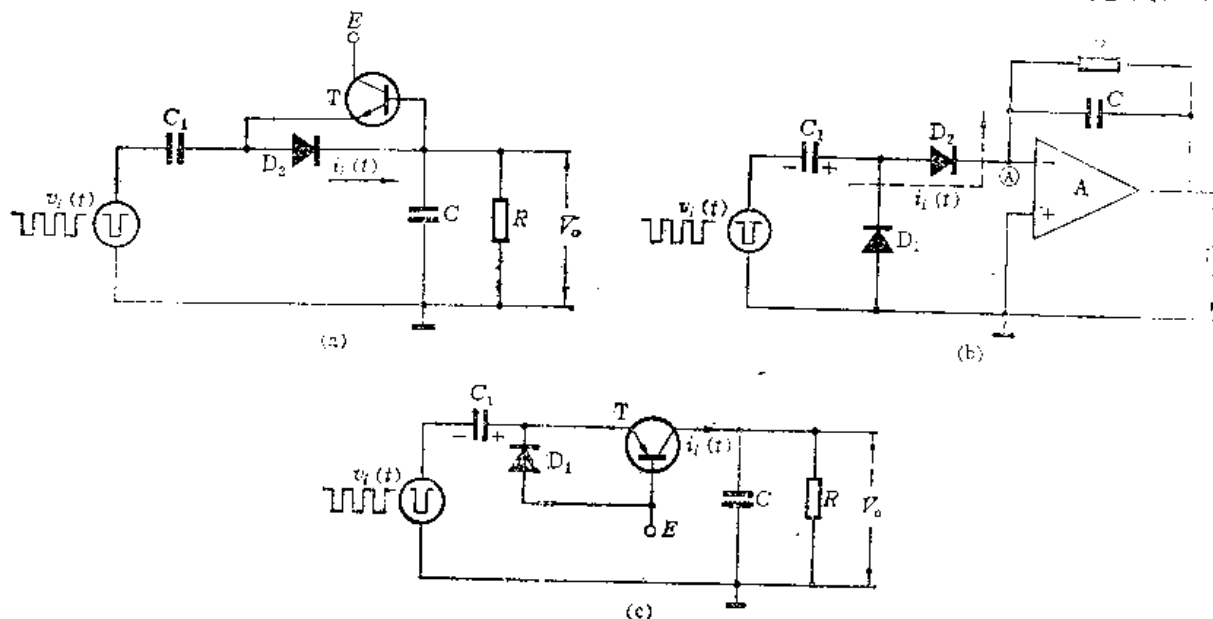


图6.1.9 改进型线性计数率计泵电路
(a) 直接充电型 (b) 密勒积分型 (c) 电荷转移型

个电路中, 共基极电路 T 把电荷几乎不变地转移给积分电容 C , 因此称为电荷转移型线性计数率计。采用此电路可得到较好的线性和较高的输出电压, 只要不超过晶体管集电极反向击穿电压, v_o 线性增长, 甚至可以使 $v_o > v_i$ 。

以上这些改进型电路都可以使非线性减小到1%以下, 甚至可达0.1%左右。

计数率计输出指示电路的误差也要注意。终端输出可用直流微安表指示读数, 也可以接直流放大器以驱动记录仪的工作, 微安表本身误差一般在1—2%, 而记录仪指示误差和记录误差分别为 $\pm 0.5\%$ 和 $\pm 1\%$ 左右, 要求直流放大器比较稳定, 其非线性误差应比记录仪的误差小得多, 如 $\pm 0.1\% \sim \pm 0.2\%$ 。

(3) 线性计数率计插件实例

图6.1.10给出一个线性率表插件的实际电路。它采用图6.1.9 (b) 的电路原理, 为密勒积分型泵电路结构, 实际电路还包括成形驱动级和输出指示电路, 输出可由电表指示或配接记录仪。如图6.1.10所示, 输入成形驱动级完成对输入脉冲信号的甄别、成形和放大的功能, 由 T_1 , T_2 构成的截止差分放大器作甄别器, 阈值大于1V, 以剔除输入的干扰和噪声信号, 避免假计数。用 G_1 双稳态触发器进行成形, T_3 为跟随器, 发射极接稳压管起电平移动作用, 以便和后面 G_1 相配合。加入 G_1 后, 使输入脉冲计数率二分频, 目的在于提高电路的分辨性能和扩展量程, T_4 也是一个截止放大器, 或称为反向饱和开关, 它把双稳态输出脉冲幅度放大到接近电源电压, 以驱动积分器, 用运算放大器 G_2 构成有源积分器, 以提高泵电

有源积分器电路

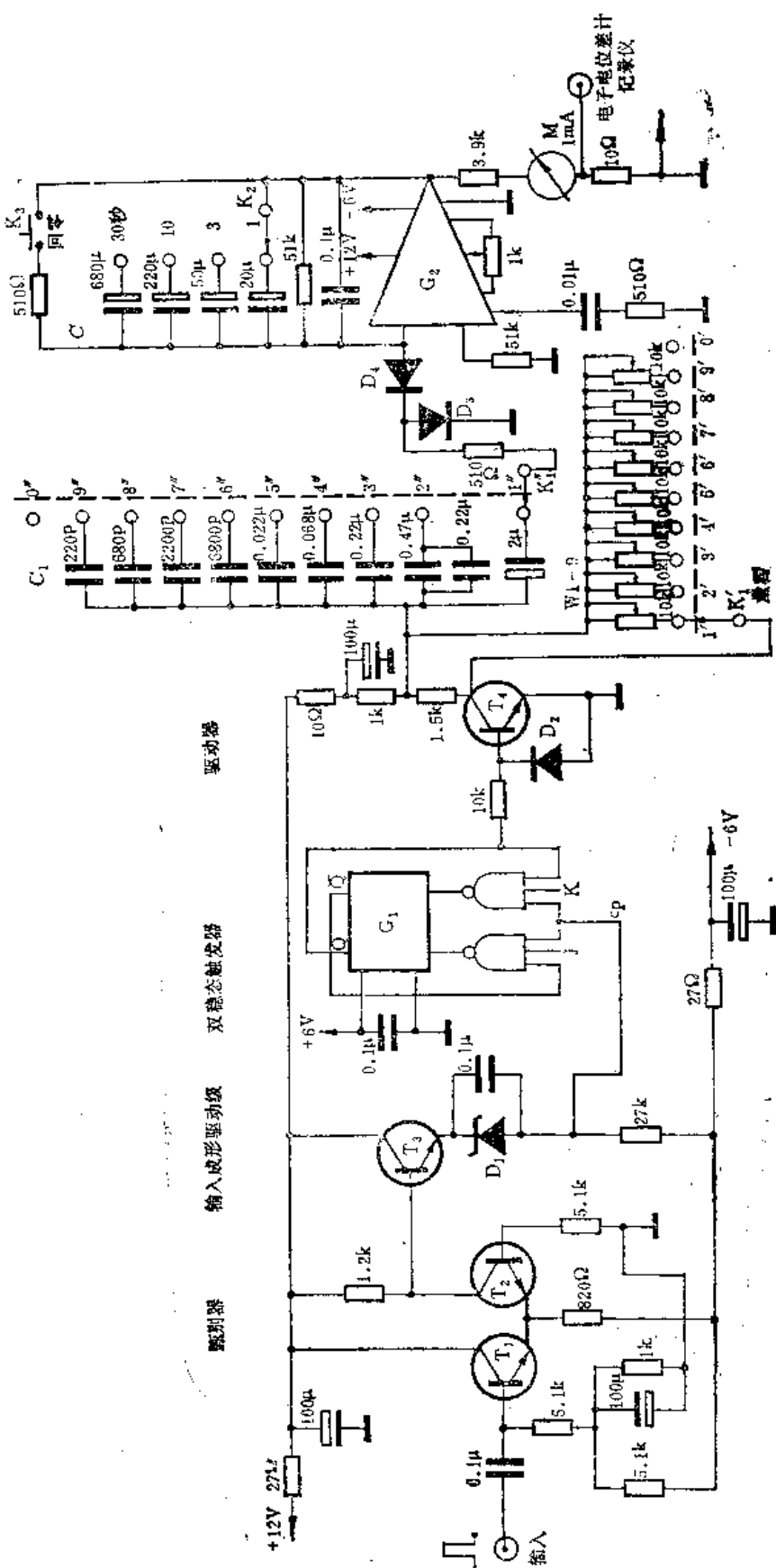


图6.1.10 实际线性计数率计电路

路的线性, 积分器输出电压通过 1 mA 表头来指示, 并可输出 0—10 mV 的电压, 供记录仪描
谱用。输出电压 $\bar{v}_o$ 与输入脉冲计数率呈线性关系, 可表示为 $\bar{v}_o = nRC_1 v_i$ 。

式中 v_i 为驱动器输出的脉冲幅度, n 为双稳态输出的脉冲计数率, 它是输入脉冲计数率
的一半, C_1 是定量电容, R 是积分器电阻。

K_1' 为计数率量程开关。量程的调节可以改变 v_i 、 C_1 和 R 来完成, 但最方便的是改变
 C_1 , 本电路中量程的改变用调节 C_1 来实现, 量程最大范围为 0—10⁵/s, 在此范围内又可分
九档。量程的校准是通过改变 v_i 来实现的, K_1' 和 K_1'' 同调, 是更换校准电位器 W_{1-9} 的开关,
用来校准各量程的满度值。 K_2 是读数建立时间选择开关, 以折衷选择读数建立时间和
相对的统计误差, 时间常数的改变只能通过调节积分电容 C 来实现, 因为改变积分电阻 R 会引
起灵敏度的变化。 K_3 是还原开关, 按下 K_3 , C 迅速放电, 电表立即回零。

在实际运用中, 还应了解计数率计的各种因素引起的误差, 通常包括非线性误差、表头
误差、统计误差和漏记误差等。其中非线性误差和表头误差由电路本身给定, 在低计数率情
况下, 统计涨落是计数率计的主要测量误差, 在读数建立时间一定时, 相对统计偏差随 n 增
大而减小 (见 6.1.18 式), 漏记误差在低计数率时很小, 可以不考虑, 而在高计数率时, 漏
记造成的计数损失则成为测量的主要误差。

与定标器的工作情况类似, 为了减少漏记误差, 要求分辨时间小。计数率计的分辨时间
主要取决于输入端成形电路的分辨时间, 一种有效地改善分辨的方法是在泵电路前加入计数
电路, 对输入随机脉冲进行分频, 这样虽然使记录到的计数率降低, 但分频后的脉冲间隔时
间趋于“均匀化”, 漏记误差将显著减小。在图 6.1.10 电路实例中, 用一级双稳态触发器进
行二分频, 可以减少计数损失, 即使在低计数率下加入双稳态触发器也是可取的。由双稳成
形后的输出脉冲宽度能自动适应整个测量范围的不同要求, 因为泵电路对输入脉冲宽度的要
求是 $t_w \gg 5R_1 C_1$ 和 $T - t_w \gg 5R_1 C_1$, 在低计数率时, 对应 n 值小的量程则要选大的 C_1 值, 但此时
输入脉冲之间间隔大, 双稳成形后的脉宽 t_w 也变宽, 满足上述要求, 不象用其他成形电路
(例如单稳成形) 在变换量程时要变换脉冲宽度。

2. 对数计数率计

实现对数计数率计的方法通常有两种: 一是采用多重二极管泵电路, 另一种则是利用有
源器件的对数特性构成的电路。

(1) 用多个二极管泵并联构成的对数计数率计

单个二极管泵电路输出电压 $\bar{v}_o$ 和输入计数率 n 的关系式见 (6.1.19) 式, $\bar{v}_o$ 的数值在 0 ~ v_i
之间变化, 当 $nRC_1 \gg 1$ 时, $\bar{v}_o = v_i$, 即在 n 小时, 泵具有线性刻度, 到 n 值增大时, 输出 $\bar{v}_o$
达到饱和值 v_i 。如果我们采用多个二极管泵并联运行, 各个泵的时间常数 RC_1 顺序相差 10
倍, 其输出电流相加, 再经电流-电压变换后输出, 则输出总电压与输入脉冲计数率在 一定
范围内近似为对数关系。图 6.1.11 给出这种多泵电路对数计数率计原理图和它们的对数特
性。

它们输出总电压为

$$\Sigma \bar{v}_o = v_i \left(\frac{R_o}{R} \right) \sum_{k=1}^m \frac{n\tau_k}{1 + n\tau_k}$$

m 为泵的数目, τ_k ($k = 1, 2, \dots, m$) 为各级二极管泵时间常数 RC_1 的数值, 要求 $\tau_1 = 10$

$$\tau_2 = 100\tau_3 = \dots \dots 10^{m-1}\tau_m。$$

若 m 取很大值, 而计数率 n 范围为 $\frac{1}{\tau_1} \ll n \ll \frac{1}{\tau_m}$, 则有

$$\Sigma \bar{v}_0 = v_i \left(\frac{R_0}{R} \right) (1 + 1 + 1 + \dots + x + \dots + 0 + 0 + 0)$$

↑
中间项

如果 n 增大10倍, 则中间项向右方移一个位置, 也就是 $\Sigma \bar{v}_0$ 增加了一个 $v_i (R_0/R)$, 显然给出了对数变换关系。

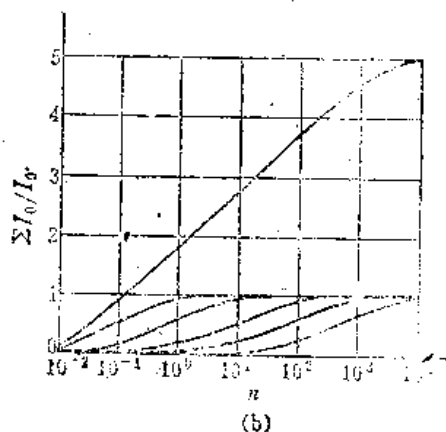
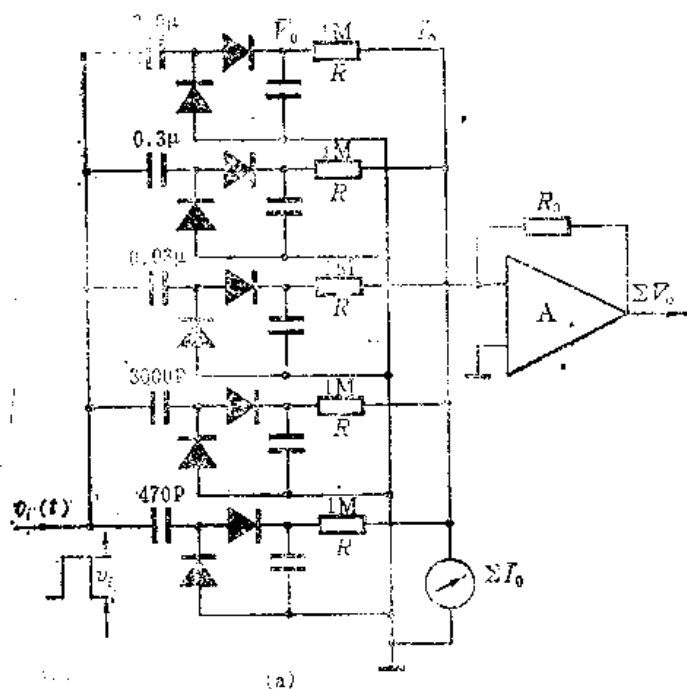


图6.1.11 用多泵电路构成对数计数率计

在使用5个泵时, 总电流 $\Sigma \bar{I}_0$ 与计数率在4个量级内近似成对数关系, 图6.1.11 (a)中最小的 C_1 取470pF是为了增大 $\bar{I}_{0.5}$, 改善 $n=10^4$ 时的对数特性。

这种电路具有结构简单和量程宽的优点, 但为了保证二极管泵量程恰当地重迭, 以获得较精确的对数刻度, 需要仔细地匹配和调整各元件。

(2) 利用有源器件的对数特性的电路构成对数计数率计

对数晶体管是良好的对数元件, 可以获得约十个数量级的近似理想的对数区, 通常用对数晶体管和运算放大器构成对数变换电路或对数放大器。

如果将输入脉冲计数率转换成电流或电压, 然后送到对数变换电路, 就可实现对数刻度, 因此, 从原理上讲, 对图6.1.9 (a)、(b)、(c)所示的各种线性计数率计电路, 再加入对数变换电路即可构成对数计数率计。

由于对数元件的动态电阻自动地随计数率变化而改变, 它的响应时间明显优于多泵电路构成的对数计数率计。但是这类电路必须注意温度补偿。另外, 对运算放大器的动态范围和零点稳定性要求很高。

3. 数字式计数率计

由于数字电路和计算机技术的发展,在许多场合下都要求将计数率直接表示为数字形式。实现数字式计数率计原理大致可分两类:

(1) 连续数字式计数率计

它是用数字电路模仿泵电路的方法,保留模拟计数率计连续指示的优点。例如,用计数电路存贮计数来代替用电容存贮电荷,用输入脉冲数来代替定量电容给出的电荷数,这样与充电过程相对应的是计数电路存贮计数,而放电过程则对应为每隔一定时间 T 。在计数电路已存的计数 N 中减去一定计数 N/P 。这里的 N/P 值是由逻辑电路提供,图6.1.12给出连续数字式计数率计原理框图。

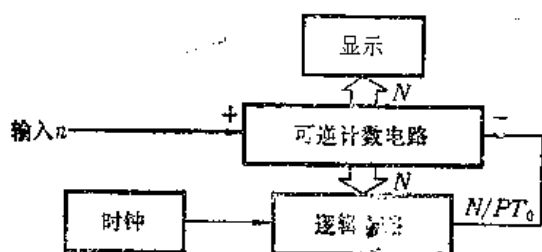


图6.1.12 连续式数字计数率原理

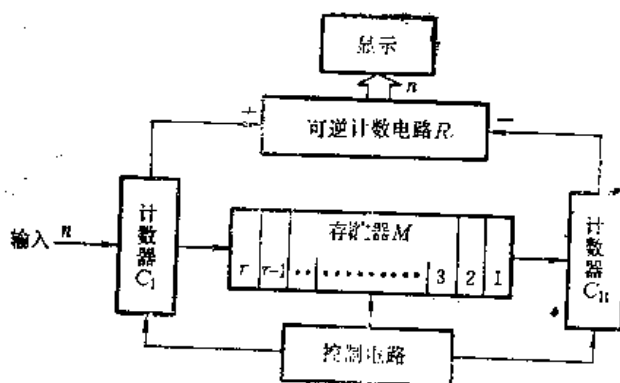


图6.1.13 快速响应数字式计数率计原理

显然,对可逆计数电路,输入脉冲计数率 n ,则

$$\frac{dN}{dt} = n - \frac{N}{PT_0} \quad (P > 1)$$

$$N = nPT_0 (1 - e^{-t/PT_0})$$

读数建立时间常数为 PT_0 ,在突然接入计数率为 n 的脉冲,计数按上式增长,在 $(3 \sim 5) PT_0$ 达稳定值,即有 $N = nPT_0$ 。

(2) 归一化脉冲计数式率表

归一化脉冲计数式率表是在计数电路基础上发展的,它把所测计数经过电路运算,给出单位时间内的计数。通常,在平均周期 T 内记下脉冲计数 N ,在每次计数的平均周期 T 结束时,给出前一时刻的平均计数率 $n = N/T$ 。用这种原理构成的计数率计结构较简单,但响应时间长。

如果设法把测量的平均周期 T 再分成 r 个子间隔,设子间隔为 τ , $T = r\tau$,要使每个子间隔 τ 后能反映计数率的改变,则响应速度就可提高 r 倍。图6.1.13给出了一个快速响应归一化脉冲计数式率表的原理框图。

在每一个子间隔 τ 内,输入脉冲由计数器 C_1 记录,当每一个子间隔结束后,将计数存入存储器 M ,它有 r 个存贮地址供使用,同时, C_1 中的计数又被送到可逆计数器 R 中进行加法计数。当 r 个子间隔结束时,也就是经历了 $r\tau = T$ 平均周期的时间间隔。 M 中的 r 个存贮单元已分别存放了 r 组计数,而在 R 中则记录了 $r\tau$ 内的计数 N_0 ,即是 r 组计数值相加的总和。接着,对 r 个存贮单元进行一次移位操作, M 按先入先出方式工作,使在 M 中存贮的第一个子

间隔 τ 内的计数移出,传送到计数器 C_{r+1} , C_{r+1} 接到可逆计数器的减法输入端,进行减法计数。等到第 $(r+1)$ 个子间隔结束时, C_r 已记录了第 $(r+1)$ 个子间隔内的计数。在 R 上的计数 N_r 会加上第 $(r+1)$ 个子间隔的计数,减去第一个子间隔内的计数,则可得到经过 τ 间隔后,平均周期仍为 $T = (r+1)\tau - \tau$ 的计数 N_1 。依次类推,到达 $(r+n)$ 个子间隔结束时, M 已经过 n 次移位操作,第 n 个子间隔 τ 内的计数已送入 C_{r+1} , C_r 则记录了第 $(r+n)$ 个子间隔内的计数,在 R 上则反映了经过 $n\tau$ 间隔后,平均周期仍为 $T = (r+n)\tau - n\tau$ 的计数 N_n 。可见采用这种方法,计数率的改变在每个子间隔 τ 后即能反映,而不要等到每个周期 T 的时间以后,子间隔数目 r 可按要求选择,不难做到几百, $\tau = T/r$,所以响应时间大大缩短。

数字式计数率计较之模拟式计数率计有不少优点。数字式计数率计是以数字量的加法和减法代替模拟式计数率计中积分电容的充电和放电,用数字电路实现计数、寄存、移位等操作,不仅具有好的线性特性,而且还避免了模拟计数率计中因每个脉冲充电的定量电荷不稳定性及积分电容漏电等带来的误差,此外,它没有模拟计数率计中用指针式电表读数带来的附加误差。数字输出还便于和计算机连接,可以具有死时间自动校正功能,测量范围很宽,时间常数可以很大,便于自动换量程,而且也很容易设计成一种定标器/计时器/数字计数率计“三位一体”的通用计数系统。但是数字式计数率计电路复杂,它的应用因而受到限制,目前实际产品大多还是模拟式的。但随着大规模集成电路和微机技术的迅速发展,使复杂的数字式计数率计电路变得容易实现,造价也显著降低,利用微机技术还可构成智能的计数仪器和系统。已有人设计了微机快速响应计数率计,借助于软件支持,执行简单的程序代替大量硬件电路所完成的功能。

§2 核谱数据获取和处理

一、概 述

如何有效地获取和处理核谱数据是核电子学的重要研究课题。在核谱测量系统中,适当地选择探测器和信号处理电路,能够产生代表每个核辐射事件的能量或所发生的时间的电脉冲信号。由于核辐射的随机性,核能谱和时间谱数据的获取就归结为对信号幅度或信号产生时间概率分布的测定。采用电子学方法获取谱数据就是对信号的幅度或时间间隔大小进行分析,并根据分析结果,进行分类记录。

对脉冲幅度大小进行分析,按照早期核电子学方法是采用脉冲幅度甄别器进行模拟量测量,通过手动改变单道脉冲幅度分析器的甄别阈的方法,逐点地获得核能谱数据,这种方法的特点是测量时间长,测量精度不高。到50年代前后,开始采用多道脉冲幅度分析器测量脉冲信号的幅度分布,研究各种能谱。应该指出,几乎在计算机技术发展的同时,建立和发展了多道分析器中模数变换方法及存贮器技术,用ADC对输入脉冲进行编码,使用存贮器作数据记录设备,每个被分析的脉冲幅度大小可由它的数码来表征,这个数码就作为存贮器的地址码。记录各存贮单元所存贮的计数即表征了脉冲幅度大小分类统计的结果。使用多道分析器来获取核能谱数据,使实验时间大大缩短,测量精度显著提高。随着技术的发展,多道分析器的性能有很大的改进,用途日益广泛,已成为自动获取和处理核谱数据的通用仪器。

早期使用的多道分析器都是完全采用组合逻辑硬件来实现谱数据获取与处理功能，也称之为硬件多道分析器。它的数据处理能力有限，不能满足处理的要求，而功能的扩充又需增加逻辑电路，这将使它的性能价格比降低。

随着计算机的发展和迅速普及，为核数据的自动获取和处理提供了合适的工具，计算机在软件的支持下，可以直接利用它来实现在线的数据自动获取和处理。70年代中期以后，微型计算机技术的迅速发展，使计算机的体积显著缩小，价格大大下降，为推广应用开辟了广阔的前景。因此，以微处理器或微型计算机为核心的多道分析器很快发展起来，它和完全由硬件构成的多道分析器相比有一系列优点。实验数据的获取、存贮、显示和数据处理各项任务都是在计算机控制下进行的。计算机本身是数据处理的工具，所以它具有很强的数据处理能力。计算机在线工作，也可在数据获取的同时，对数据进行判选和分析，它也易于实现多参数等复杂谱的获取，实现实验过程的自动化。此外，这样的系统比较灵活，更换少量硬件和配置不同软件，可适应不同实验测量的需要。它又能充分利用计算机的资源，可以和大计算机联网工作，扩充系统的能力。通常把这种基于计算机的多道分析器称为计算机多道分析器或计算机多道分析系统，它是一种在线的数据获取和处理系统，目前已逐渐取代传统的硬件多道分析器，得到广泛的应用。

本节在简述计算机技术应用某些基础知识之后，从实验使用者需要出发，阐述多道分析器的基本原理及主要功能，介绍计算机多道分析器的硬件和软件配置。

二、计算机技术应用基础

1. 微型计算机的组成和特点

计算机是按照程序对各种数据和信息进行自动加工和处理的设备。通常一台可供实际使用的计算机由五个基本部分构成：运算器、控制器、存储器、输入设备和输出设备。图6.2.1给出计算机的结构框图。

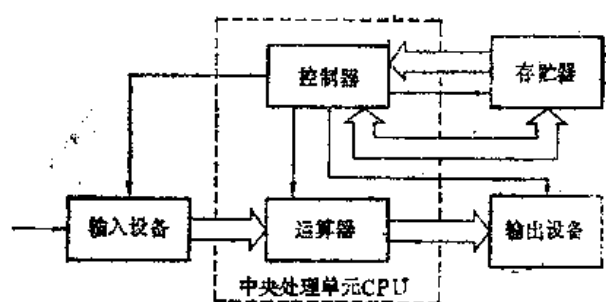


图6.2.1 计算机结构框图

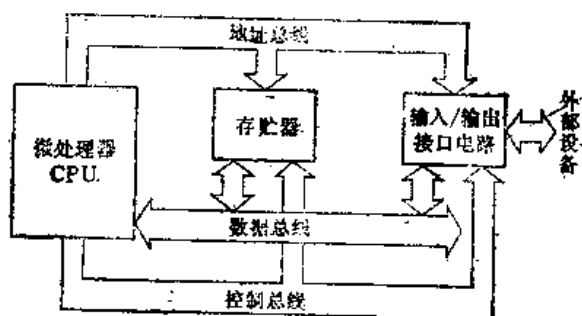


图6.2.2 微型计算机结构

在计算机内部，基本上两组信息在流动，一组是数据，即各种原始数据、中间结果、最后结果和程序等。它们通过输入设备送入计算机，经运算器到存储器（或直接到存储器），在运算处理过程中，数据从存储器读入运算器，运算后的中间结果要存入存储器中，或最后由运算器经输出设备输出。人给计算机的各种命令（即程序）也是以数码的形式由存储器送入控制器。另一组是控制信号，它们是由控制器根据程序中各种不同功能的指令而发给各部件

的,如控制输入装置的启动或停止,控制运算器按规定一步步地进行各种运算和处理,控制存贮器的读或写操作,控制输出设备输出结果等等。所有控制信号是实现整个系统协调工作的保证。

在图6.2.1中的各部分构成了计算机的硬件,在上述硬件中,通常把运算器、存贮器和控制器合在一起称为计算机的主机,而各种输入输出设备统称为计算机的外部设备。在主机部分中,又把运算器和控制器合在一起称之为中央处理单元或中央处理器(CPU),它是计算机的中枢。随着大规模集成电路技术的进步,把具有运算和控制功能的CPU集成在一个或几个芯片上,称之为微处理器,这就是微型计算机的标志,但微处理器本身还不是一个微型计算机,它只有与适当容量的存贮器,输入/输出(I/O)接口电路以及必要的输入输出设备结合在一起,才能构成一个微型计算机或微型计算机系统。如图6.2.2所示。

微型计算机大都采用总线结构。总线是微型计算机传送信息的一组通信线,它组成微型计算机的部件之间(或组成部件的芯片之间,或微型计算机与其它设备之间)的标准信息通路。用于连接CPU与存贮器、I/O接口之间总线通常称为内总线或系统总线,这是微型计算机特有的,所以又称为微型计算机总线。而用于微型计算机与外部设备之间,或微型机之间的通讯联接的总线称为外总线或通讯总线。一般是采用电子工业其它领域已有的总线标准,例如目前比较广泛应用的串行总线是EIA-RS232C,并行总线是IEEE-488,又常称为EIA-RS232串行接口及IEEE-488并行接口。

微型计算机总线按信息流的组成和用途,又可分为地址总线、数据总线和控制总线等几种主要类型。

地址总线是专门用来传送地址信息的一组连线。地址线的数目决定了直接寻址的范围,8位微型机地址线通常有16根,则可允许寻址内存单元为 2^{16} ,通常由CPU输出,直接指定存贮器或I/O口的地址,以确定CPU与哪个内存单元或外设交换信息。在存贮器与外设之间直接进行信息传输时,为直接存贮器存取(DMA)传送,则由DMA控制器给出地址,直接向存贮器寻址。

数据总线是用来传送数据的一组线,实现CPU、存贮器和I/O接口三者之间的数据交换。数据总线都具有双向传送的功能。8位微计算机的数据总线就是由8根线组成,以8位作为处理信息的基本单元,目前大都以数据总线的数目作为微处理器的字长。

控制总线是系统中所有控制信号的传输线。其中有CPU送存贮器I/O的控制信号,也有外部设备送CPU的控制信号,包括读、写命令,状态的传送,中断,DMA控制信号等。控制总线是一组很主要的信号线,它决定于总线功能的强弱和适应性的好坏。

采用总线结构可以保证部件和CPU之间有条不紊地交换信息,使系统结构上具有简单、规整,并易于调试、扩展和更新等特点,只要将符合总线规范的功能部件连接到总线上,就可构成各种功能的系统。

2. 微型计算机的功能部件

(1) 微处理器

微处理器是微型计算机的中央处理单元,它具有运算和控制功能,即在程序控制下,能以并行方式进行算术/逻辑运算,并提供各种指令控制信号的大规模集成电路器件。

图6.2.3(a)表示微处理器结构简化图。它包括有算术逻辑单元、寄存器组和控制逻辑,并通过总线与其它部件或设备联系。

一个实际微处理器的内部结构如图6.2.3(b)所示,主要部件包括:

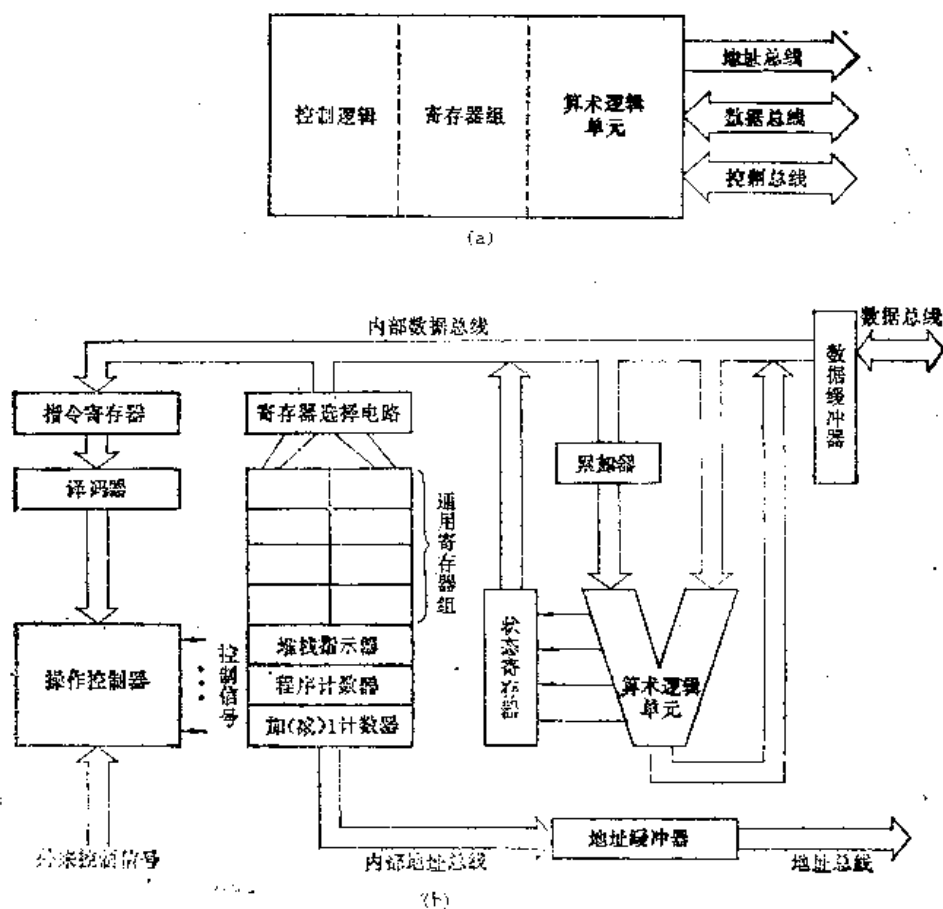


图6.2.3 微处理器内部结构

(a) 简化框图

(b) 8位微处理器的典型结构

算术逻辑单元:它是对数据信息进行加工的部件,完成算术和逻辑运算。其核心部分是加法器,用来实现二进制的加法操作,其他的运算功能是在加法器基础上增加一些逻辑电路构成。

寄存器组:微处理器内部有一组寄存器,每个寄存器都可用来保存准备进行加工的操作数,或者保存运算的中间结果。有通用寄存器供选用,可存放数据或地址等,还有专用的寄存器,如程序计数器是程序地址的指示器,在程序运行时,它保存着下一条要执行指令的地址。

控制逻辑:它是CPU运行操作的指挥中心,包括指令寄存器、指令译码器、定时及各种控制信号产生电路。它对程序中的指令代码进行识别,即按程序给出的顺序,从存储器中取出指令并暂存在指令寄存器,接着对该指令进行译码以确定要进行的操作,然后按一定时序产生执行指令所需的控制信号,微型计算机中各有关的功能部件将依据控制信号序列完成规定的操作。

微处理器是整个微型计算机的控制和运行的核心部件,尽管CPU这些功能的实现看起来是十分复杂的,但归纳起来,行使这样功能的过程就是执行指令序列的过程。

所谓指令是一种规定微处理器执行某种特定操作的命令,即一条指令对应一种基本操

作,微型计算机按照微处理器发出的命令进行读写数据、运算以及输出结果等操作,微处理器所能执行的全部指令的集合称为微处理器的指令系统,这完全取决于微处理器的设计。不同型号的微处理器具有不同的指令系统。

(2) 存储器

存储器是计算机的记忆部件,用来存放程序和数据。

计算机中的存储器按其功能可分为内存贮器(主存储器)和外存储器。内存贮器(简称内存)在主机内部,是一台计算机必不可少的组成部分,用来存放当前运算所需要的程序和数据,其容量较小,但速度快。外存储器作为计算机的外部设备,用来存放大量当前不急用的信息,一旦需要用时,则通过接口电路成批地送至内存,其特点是容量大,但速度较慢,微型计算机中常用的外存储器有盒式磁带、软磁盘和硬磁盘等。

在微型计算机内部都采用半导体存储器作内存。按存储器工作方式又分为两种基本类型:随机存取存储器(简称RAM)和只读存储器(简称ROM)。RAM存储单元的内容既可读出,又可写入亦称为读写存储器。RAM主要用于存放用户程序、原始数据、中间结果,也用来与外存交换信息等。RAM所存储的信息在断开电源时会立即消失,是一种易失性存储器。ROM在使用时,只能读出所存储的信息,不能再写入。在断开电源时,所存储的信息不会丢失。因此,在微型计算机中,ROM常用来存储固定的程序和固定的数据表格。相对于硬件和软件而言,ROM则是存放软件的硬件,即将软件功能固化在硬件中,因此有时被称为固件。

存储器是由许多存储单元组成,每个存储单元有一个编号,称为地址。每个存储单元通常存放一个有独立意义的二进制代码(表示指令或数据),称为一个字,其代码的位数即为字长。

存储器内部结构通常由存储单元阵列、地址寄存器、地址译码器和数据缓冲寄存器等组成。如图6.2.4所示。

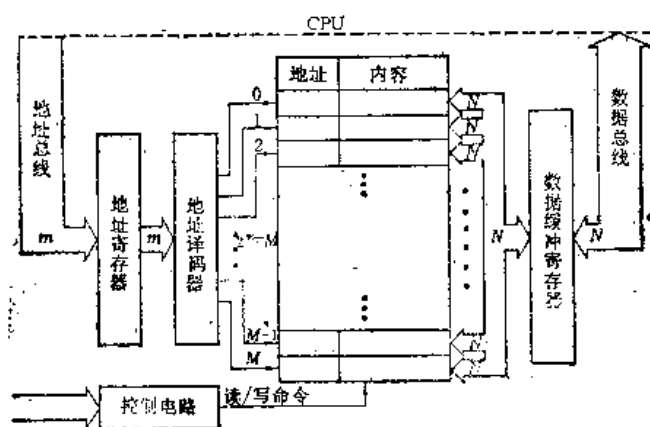


图6.2.4 存储器内部结构

存储单元阵列是存储器中存储信息的实体,它由许多存储元件组成。在半导体存储器中,存储元件是一些半导体电路,称为基本存储电路。一个存储元件可以存储一位二进制信息(0或1)。如果字长为8位,存储一个字(即为一个存储单元)就需要8个存储元件。一个容量为1K字节的存储器就包含 $1024 \times 8 = 8192$ 个存储元件。

如果要将一个数写入某个存储单元或从某个存储单元读出时,首先要指出该存储单元的

地址, 这是由CPU通过地址总线送到存储器的地址寄存器, 经地址译码器来寻址的。存储单元的地址用二进制数表示, 地址码的位数 m 由存储单元的数量 M 决定, 即有 $2^m = M$, 地址寄存器给出 m 位二进制码, 通过地址译码器可从 M 个存储单元中选择指定的某个存储单元。然后由CPU通过控制总线向存储器发出读或写命令, 即可对存储单元的内容进行读或写的操作。若每个存储单元存放 N 位二进制码, 则有 N 位数据是通过数据缓冲寄存器读出或写入。在这里要特别注意: 切不可把每一个存储单元的地址和这一地址存放的内容混淆起来。

存储器的主要技术指标是存储容量和存取时间。存储容量是指存储器可容纳的二进制信息量, 它可表示为存储单元数(称为“字”)与字长之积。例如存储器有4096个存储单元, 字长为8位, 则该存储器的容量为4K字节, 也可表示为 $4K \times 8$ 位=32K位(为书写和阅读方便, 常以符号1K=1024为单位来表示计算机存储容量)。存取时间是指向存储器存入或取出数所需要的时间。

(3) 输入输出接口(I/O接口)

微型计算机与外界的信息交换是通过输入输出(I/O)设备进行的。I/O接口则是计算机与I/O设备的连接部分, 它是沟通CPU和I/O设备之间的桥梁。常用的I/O设备有键盘、电传打字机、纸带输入机、行式打印机、CRT显示器、盒式磁带机、磁盘机以及模数变换器等, 可简称为外设。外设对任一计算机系统都是不可缺少的, 为增加微型计算机的功能往往要扩充外设, 但它们不能象存储器那样直接挂到总线上, 必须通过各自专用的接口电路与主机相连, 通常, 一种I/O设备与微型计算机连接, 就需要一个连接电路, 我们称之为I/O接口。微处理器按照本身固有的时钟定时和操作特点进行工作, 而种类繁多的外设又都按各自的特点操作, I/O接口的作用是在两者之间进行协调。例如, 外设的种类有机械式、电动式、电子式、光电式等等, 输入输出信息类型有模拟量与数字量之分, 有串行和并行数据, 信息的字长不一, 尤其是各种不同的外设, 其工作速率范围差别也很大, 例如手动的键盘输入时, 每个字符输入速度为秒级, 而磁盘机的传送速率可高达每秒0.25兆位, 因此外设一般都要通过相应的接口电路与CPU的总线相连。

通常, I/O接口的主要功能有地址译码、数据缓冲、信息转换、提供命令译码、状态信息以及定时和控制等。它能把外设送往CPU的信息转换成计算机相容的格式; 而把CPU送往外设的信息转换外设相容的格式。

常用的I/O接口电路已采用大规模集成电路芯片, 并已系列化、标准化。为了加强通用性而设计成可编程I/O接口芯片。有通用接口和专用接口之分, 通用接口又分为并行接口、串行接口和一部分管理接口。而专用接口是指专用外设控制芯片, 例如专门为软盘、CRT显示器、键盘等设计的接口, 有软盘控制器、CRT显示控制器、键盘控制器等。

3. 微型计算机的软件

如上所述, 微型计算机的几个主要功能部件构成了计算机的硬件, 要使计算机正确运行以解决各种问题, 必须给它编制各种程序。为运行、管理和维护计算机所编制的各种程序的总和称为软件。各种软件的发展则扩大了计算机的功能和应用范围, 以便于用户使用, 硬件和软件的结合才是一个完整的计算机系统。

微型计算机软件按其用途可分为系统软件、应用软件和数据库管理系统等几类。其中系统软件是计算机的基本软件, 它是由机器的设计者提供, 作为使用和管理计算机软件, 主

要包括操作系统，语言处理程序，服务程序和程序库等。

三、多道分析器的基本原理和功能

1. 多道分析器的基本组成

多道分析器是通用的核谱数据获取和处理仪器，它是用途十分广泛但又比较复杂的核电子设备。它用于数据采集、存贮、能谱显示，输出（经数据处理后的）最后结果；或者输出数据，待进一步分析。图6.2.5给出多道分析器基本组成的示意框图。为了能将输入信号分

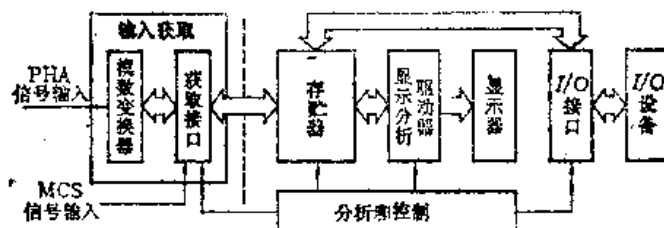


图6.2.5 多道分析器基本组成示意框图

入各道，需要有一个能按信息参数分类的输入获取部分和一个能按分类存贮计数的存贮器。输入获取部分设有模数变换器和获取接口电路。在按幅度分类时，用模数变换器得到与幅度大小成比例的数码。如果需要按时间参数分类，则要用时间数字变换器或者是时间幅度变换器加上模数变换器以得到与时间大小成比例的数码。通过获取接口电路，按分类存贮要求，将数据传送到存贮器。多道分析器的存贮器是由许多“道”组成的数据存贮装置，每一道有唯一确定的存贮地址，称为道址，通常每道存放的数据用 N 位二进制数来表示，在计算机中把这样一个数据称为一个字，位数 N 就是存贮器的字长。在多道分析器中由于各道计数容量要达 10^6 ，要求存贮器的字长有20位二进制数。在高分辨率核谱测量应用中则要求较多的存贮道数和好的模数变换器精度。存贮器的道数可以是1024, 2048, ……16384，相应地模数变换器的道数为512, 1024, ……8192，以保证有足够的道数来记录谱峰值的数据。一般选用道数较多的存贮器，允许把存贮器分成若干相等区域来进行工作，实现分区存贮功能，每个分区的道数占整个存贮器的 $1/2$ 、 $1/4$ 、 $1/8$ 、 $1/16$ 等等，这样可以在各分区存贮多个谱数据，便于比较和处理。

为了在数据获取过程中和获取完毕后观察谱曲线，需要有一个显示器。基于计算机的多道分析器中的显示器有较强的图形和字符显示功能，它除了显示谱曲线形状外，还能以字符形式在显示屏上显示多道分析器的工作状态、数据获取条件、特征数据以及谱分析的部分结果。在图形显示时，水平轴代表道址，垂直轴代表各道的计数，可以给出能谱或时间谱谱形曲线。有专用的显示驱动接口将存贮器的数据传送到显示器，执行各种显示控制功能。

由于使用微处理器和微型计算机技术，现代计算机多道分析器都有较强的数据分析处理、I/O和控制功能。通常用微处理器作控制部件，利用软件的支持，控制数据的自动获取，实现系统的自动定时、定数和循环测量，数据的分析处理。还配有相应的I/O接口和数据I/O设备相连接。计算机所有的I/O设备都可作为谱数据的I/O设备，它包括打印机、磁带机、显示终端、纸带穿孔机、X-Y描述仪等。必要时还可以通过计算机的通讯接口和其他计算机系统相联系。谱数据和分析处理后的结果通过I/O接口由输出设备来输出的。而已记录

在外部设备的谱数据也可通过接口调入到多道分析器进行处理。

在多道分析器中,输入获取部分的模数变换器决定了多道分析器的精度指标。目前大多做成NIM插件或CAMAC插件,以便于灵活选用。除模数变换器以外的其余部分常称为多道分析器的主机,它是对数字信息进行获取、存贮、处理和输出,决定了数据获取和处理功能的多样性和灵活性。

2. 多道分析器的数据获取

多道分析器能以多种方式获取数据,一般可归纳为三种基本类型:(1)脉冲幅度分析方式(PHA),(2)多定标器方式(MCS),(3)列表方式(LIST)。

(1) 脉冲幅度分析方式

脉冲幅度分析是多道分析器最主要的测量功能,也是最早使用的传统工作方式。在一般的核能谱测量,如中子活化分析、X射线荧光分析、时间谱测量中都要用这种方式来获取数据。

图6.2.6(a)给出了一个具有典型内部结构的多道脉冲幅度分析器的简化框图。首先,讨论常用的单参数脉冲幅度分析,它是用一个ADC,测量一个输入端脉冲信号幅度谱。被分析的输入脉冲由ADC变换成数码,在变换期间,输入端被封锁,以避免下一个输入信号的干扰。变换结束时,ADC向主机发出存贮请求,主机响应后即由控制器发出取址信号,把ADC输出的地址码送到存贮器的地址寄存器,接着控制器发出读命令,按道址将存贮器中该道已有的存数读出,放到数据运算寄存器上,进行加1计数,然后控制器再发出写命令,将加1后的新数写回存贮器该道中去,存贮完毕,主机给ADC发出回答信号,解除对ADC输入的封锁,允许分析下一个信号。

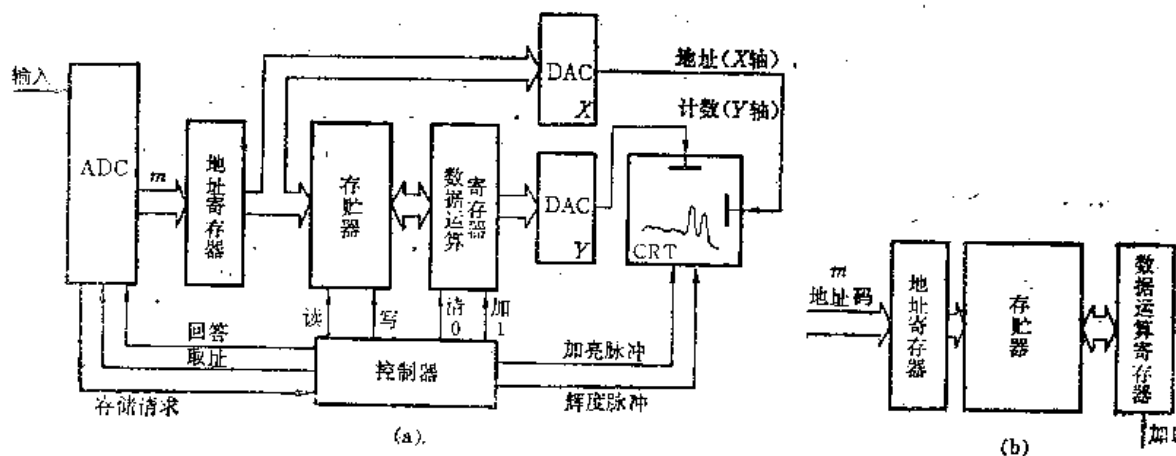


图6.2.6 多道脉冲幅度分析器

(a) 幅度分析简化框图

(b) 指定存贮器道址内容加1方式

可以看到,这是指定存贮器道址内容加1的获取方式。如图6.2.6(b)所示,ADC输出的数码用来指定存贮器的道址,使道址的内容加1,由“读”、“加1”和“写”等操作来完成对一个数据的存贮过程。多道脉冲幅度分析器是对每个输入脉冲幅度进行分析,在与幅度大小相对应的道址作加1计数,也就是直接对幅度大小进行实时统计分析。

为了显示某一道数据,就要以存贮器中该道存贮单元的地址为横座标,以该道址内容

(数据)为纵座标,在CRT上显示出一个光点。在图6.2.6 (a)中,将存储器的地址寄存器和运算寄存器的数据分别经过数模变换器DAC_x和DAC_y变换成模拟电压,并由偏转放大器进行放大,在偏转电压都达到稳定值后控制器给出辉度脉冲,在CRT上显示一个亮点。如果这一点要特殊加亮,控制器可给出幅度更高、宽度更宽的加亮脉冲。按道址的顺序逐道显示存储器各单元的内容便形成一条谱形曲线,周期性地重复这一过程便得到稳定的谱形。水平轴表示道址 m ,它正比于输入脉冲的幅度 V ,即 $m=V/H$, H 为道宽,垂直轴则表示各道中的计数 n ,则有 $n=(dN/dV)\cdot H$,其中 dN 表示幅度落在 V 处的 dV 间隔内的脉冲计数,因此脉冲幅度分析就是对脉冲幅度分布的分析,输入脉冲按幅度分类后得到幅度谱形,在图6.2.7可以看到对应一组不同幅度的输入脉冲,得到各种幅度间隔内脉冲多少的分布。如果从Ge(Li)探测器得到随机输出脉冲,它的幅度正比于射线的能量,使用多道分析器工作在幅度分析方式,可测得能谱曲线。图6.2.8给出实测的 ^{60}Co 源的 γ 能谱。

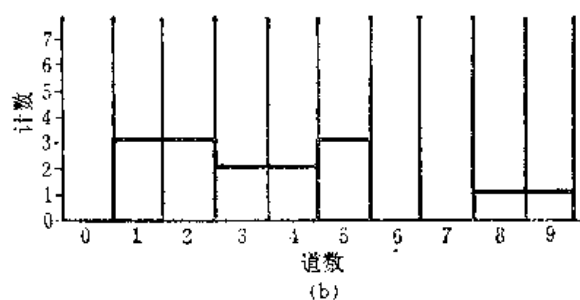
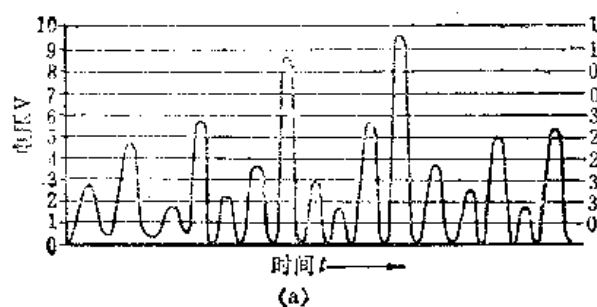


图6.2.7 PHA方式示意图

(a) 输入脉冲信号

(b) 幅度分布的直方图

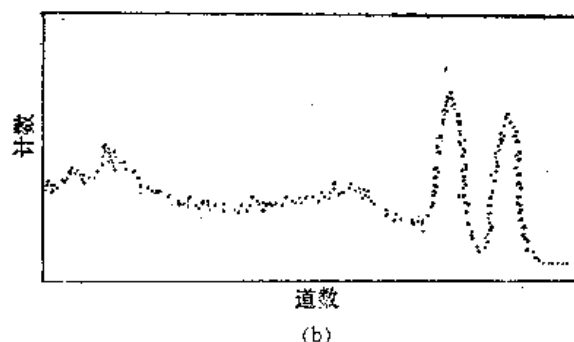
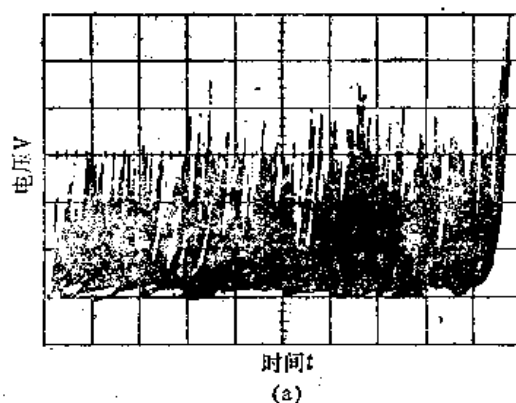


图6.2.8 随机脉冲序列的PHA谱图

(a) Ge(Li)探测器输出脉冲

(b) PHA方式时实测的 ^{60}Co 能谱

脉冲幅度分析方式应用很广泛,在实际测量时,还可根据实验要求,配置少量硬件,扩展功能。例如,利用存储器分区方法,加上分区的控制,可以作多分析器的脉冲幅度测量;加入多路混合器或多个ADC即可实现多路脉冲幅度分析;用两个ADC再加入双参数控制器后,对两组相关事件进行双参数幅度分析;慢变化的采样分析等等。分述如下:

1) 多分析器测量

多道分析器为完成各种测量任务,有时要求道数很多,例如4096道或8192道,以适应高分辨能量测量要求,但有时则不要求这么多道数,但要求存储几种不同的谱数据,以便进行

比较和运算。为了灵活应用,充分发挥高道数分析器的作用,设置了存贮器分区的功能。假设一个4096道分析器分成8个区,每个区的道数为512,用一个ADC对输入信号进行测量,用一段确定的时间,在一个存贮分区可测得一个幅度谱,如在第一段时间内测得的幅度谱存放在第一个存贮区(0~511道),在第二段时间内测得的谱存放在第二个存贮区(512~1023道),依次测量,需要时可一直到测完8区后结束,这种方式称为多分析器测量。如果从上一个存贮分区步进到下一个存贮分区进行自动控制,则可用于巡回检测不同样品或不同位置的核辐射谱,也可用来测量幅度谱随时间的变化。

在存贮器进行分区工作时,地址寄存器分成两部分,前一部分存地址码,后一部分存分区码,例如将4096道存贮器分成 8×512 ,则地址寄存器的最高三位二进制码(即 2^{11} , 2^{10} , 2^9 三个二进制触发器)成为8个区的分区码,而后面9位($2^8 \sim 2^0$)二进制码作为512道的地址码,最高三位分区码寄存器要接成计数式寄存器,如图6.2.9所示,根据测量要求,由外加分区步进信号或用作定时的时钟脉冲使分区步进。

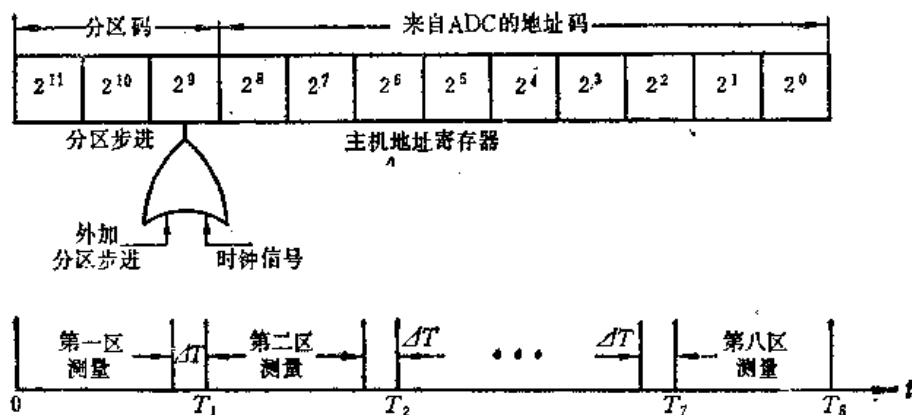


图6.2.9 存贮器分区和多分析器测量

有时并不要求各分区步进,各个被分析的信号可以由外控信号随机选择,存入任一分区,如果利用在时间上和各个被分析信号同时输入的外控分区码来选择分区,则称为多维符合分析。

2) 多路脉冲幅度分析

在需要多个探测器同时进行测量时,则要同时分析多路信号的脉冲幅度谱,此时仍要利用存贮器分区工作,各路分析结果分别存入不同的分区内。

可以用一个ADC加一个多路混合器对各路输入脉冲幅度进行测量,如图6.2.10(a)采取“先来先服务”的方式,在某一路先有脉冲输入时,随即封锁其余各路信号,只让这一路信号进入ADC,并给出分区码,使这一路存入对应的存贮分区,这种工作方式,从整个系统看是同时分析各路输入信号,实际上某一时刻只是分析其中一路信号。它适用于较低计数率的情况,只用一个ADC是比较经济的办法。

也可以用多个ADC代替一个ADC对多路输入信号同时进行测量,如图6.2.10(b)所示,各路信号可以分别进行变换。分析结果则分别记录到各自的存贮分区。这种方法控制电路简单,用多路数据选择器就可以解决存贮请求排队和分区码的编码问题,它适用于高计数率情况下工作。

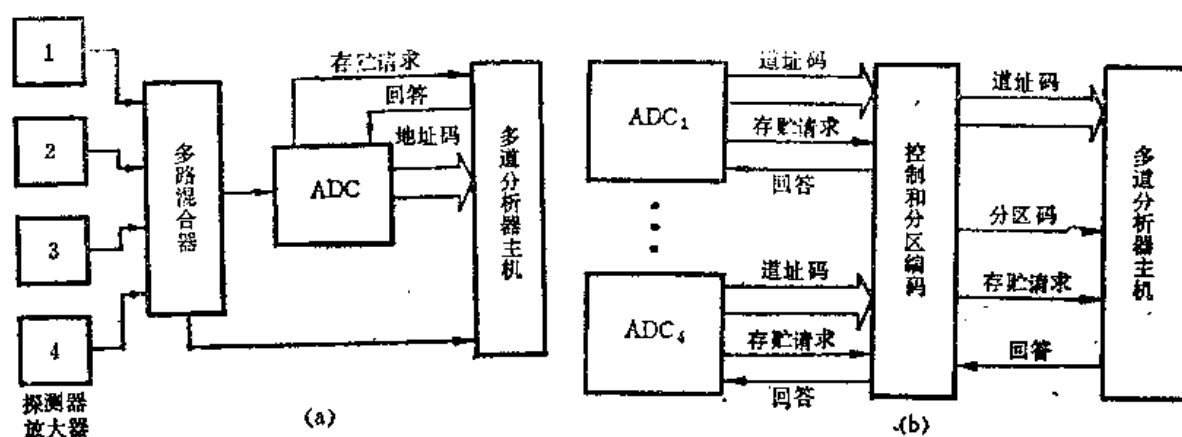


图6.2.10 四路脉冲幅度分析示意图
(a) 用一个ADC和多路混合器 (b) 用多个ADC

3) 双参数脉冲幅度分析

双参数分析是要同时分析核事件产生的两个参数所对应的脉冲幅度 V_x 、 V_y 的分布，在实验核物理工作中，一些核辐射过程常由两个参数来表征，因此，要确定由两个参数决定的各道计数。原则上，增加双参数控制逻辑，用两个ADC与多道分析器主机就可构成双参数分析器，如图6.2.11所示。在两个ADC的两个存储请求都产生时，双参数控制逻辑向主机发存储请求，因此双参数的存储地址是由X-ADC给出的X道址码和Y-ADC给出的Y道址码（分别对应 V_x 和 V_y ）组成的道址平面，或称为幅度场。数据存贮过程与单参数脉冲幅度分析完全一样，各道计数反映了输入信号在幅度场的分布， $n = (dN/dV_x dV_y) \cdot H_x H_y$ ，其中 dN 表示在 V_x 、 V_y 附近的 $dV_x \cdot dV_y$ 内的脉冲数目， H_x 、 H_y 分别为X-ADC和Y-ADC的道宽，双维参数分析后得到三维立体谱。

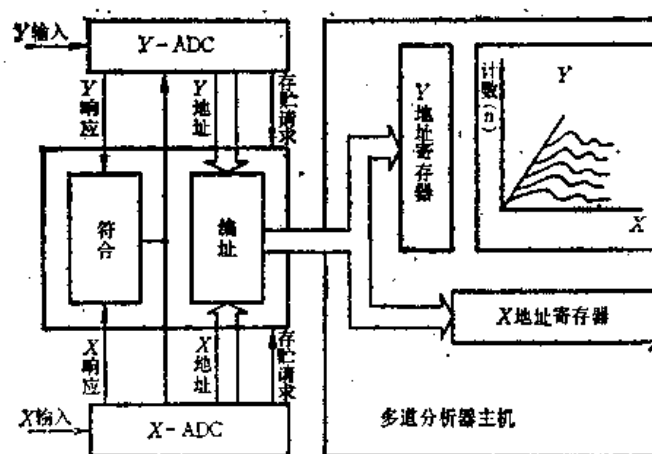


图6.2.11 双参数分析框图

在双参数分析时，每个参数可用的道数要受到限制，双参数分析时所需的道数为各参数所需道数之乘积，每个参数用64道分析时，分析器就要4096道，对高能量分辨测量时，每个参数要求几千道，则双参数分析就要百万道量级以上的存贮器，显然，普通的多道脉冲幅度分析器已难于满足要求，它可以用特殊的方法来处理（见本章§3），已有专门用于多维参数测量的多参数分析器。

4) 慢变化信号的采样分析

上面讨论的都是涉及脉冲信号的测量，对脉冲幅度进行分析。若对慢变化的信号，多道分析器可以进行采样测量，即用采样脉冲采取慢变化信号的某个瞬时值，输入到多道分析器进行模数变换。采样脉冲可以是等周期的序列脉冲，也可以是随机脉冲，这样把测量慢变化信号电平转化为测量脉冲信号电压，然后用脉冲幅度分析方式，得到慢变化信号电平的概率分布。设在信号电平动态范围内共采样 N 次，在某一电平 V 处的 dV 间隔内采样 dN 次，则各道的计数 $n = (dN/dV) \cdot H$ ，这和获取单参数幅度谱的存贮方式完全相同，通常把这种对慢变化信号的采样分析称为幅度分析式采样。图6.2.12给出叠加在直流电平上慢变化三角波和正弦波的采样和幅度分析结果。

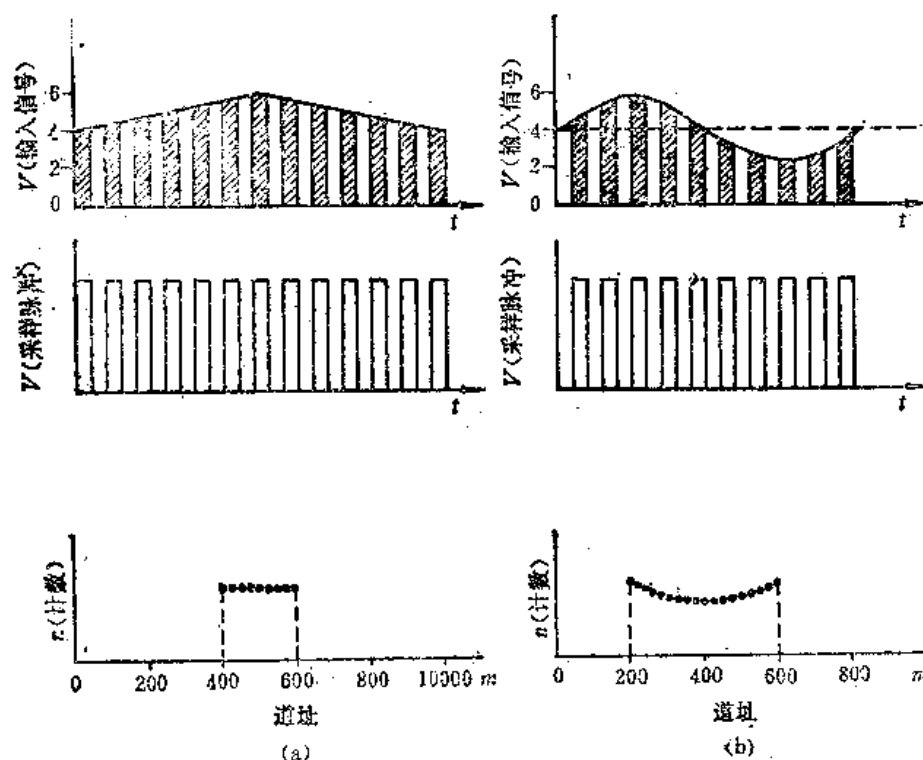


图6.2.12 幅度分析式采样示意

(a) 对三角波输入信号

(b) 对正弦波输入信号

对噪声源的分析是幅度分析式采样功能的一个典型的应用，在非核测量工作中，幅度分析式采样也有广泛的应用，例如用于一定时间内统计温度分布、应力分布等测量。

(2) 多定标器方式

在核辐射测量中，有时并不需要对脉冲幅度进行分析，而是要分析脉冲计数率和时间之间的关系，例如放射性核素的衰变曲线、核反应堆的动态特性和穆斯堡尔谱的测量等。这就要求按时间顺序测量各段时间间隔内的计数，并依次把测量结果存入各个道的存贮单元内。采用这种数据获取方式就如同多个定标器在各段时间内进行计数测量，称为多定标器测量方式。此时，存贮器的各个道作为定标器使用， M 道存贮器就相当于 M 个定标器。由时钟脉冲控制道址逐道步进，时钟的周期给出每一存贮器道址所驻留的时间间隔，也称为道步进脉冲的时间间隔。

图6.2.13给出多道分析器工作在多定标器方式时的简化框图。它和幅度分析方式不

同：只记录输入脉冲的数目，而不必分析脉冲的幅度，因此不要再对输入脉冲进行模数变换（有时可以利用ADC中的单道分析器进行幅度范围的选择）。道址不是由输入脉冲幅度随机选择，而是由时钟序列控制。数据运算寄存器不是进行“加1”计数，而是记录给定时间间隔内输入的脉冲数目。

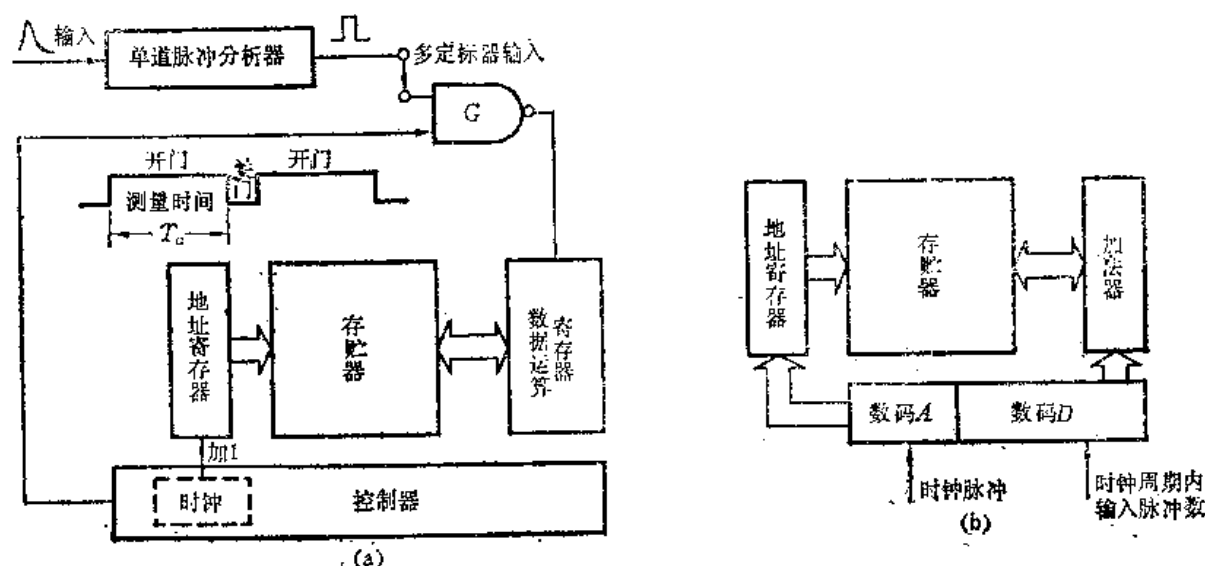


图6.2.13 多定标工作原理图

(a) 简化框图

(b) 指定存贮器道址数据相加获取方式

输入脉冲序列经过定时与门G送到数据寄存器进行计数。在测量开始前，地址寄存器复位，测量从存储器的第0道开始，先把第0道的已有存数“读”到数据运算寄存器，由控制器打开定时与门G，输入脉冲便在数据运算寄存器积累计数，达到预定的测量时间 T_c 后，就关闭定时与门G，接着把数据运算寄存器上的计数“写”回到第0道中，然后控制器发出一个道步进脉冲，地址码加1，步进到下一道，开始下一道测量，再进行“读”、“累加在测量时间 T_c 内的计数”、“写”等操作，这样继续进行到最后一道，这是单次单向道址扫描。如果扫描到最后一道后不停止测量，而是使地址码减1，依次回扫到第0道再停止测量，称为单次双向道址扫描。在实际测量时，需要作多次自动重复循环测量，可以预置扫描次数，达到预定值后才自动停机。在循环测量时，常把第0道作为记录循环次数的计数器，测量从第1道开始计数。

用多定标器方式测量时，数据获取方式可以认为是在给定时间间隔内，存储器各道的数据累加。如图6.2.13(b)所示，数据由两部分组成，数码A是由时钟脉冲决定的道址，数码D是在时钟脉冲周期内的输入脉冲数，数码D与A指定的存储器道址内容相加，又存放到该道址内。因为存储器的道址与时间相对应，测量结果得到计数和时间的关系。

图6.2.14给出用多定标器方式测量一组输入脉冲系列后的结果。每一道的计数表示了在给定的时间间隔内的计数总和，而不是瞬时的计数率值。

图6.2.15是用多定标器方式测量放射性核素衰变曲线的例子。可以看到，按时间顺序测量各道步进脉冲时间间隔内的计数，即得到计数随时间的变化曲线。因为辐射计数率 $n(t)$ 是随时间在不断变小，为了保证每道测量时间内有足够计数，以达到一定的统计精度，可以对各道测量时间进行自动调节。

穆斯堡尔谱数据的获取也是多定标器工作方式的一个重要应用。图6.2.16给出等加速穆斯堡尔谱仪原理及工作波形， S 为穆斯堡尔源， A 为吸收体， B 为电磁振荡器，多道分析器

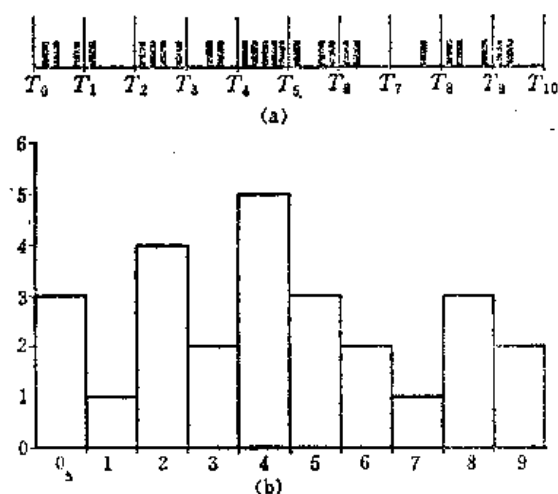


图6.2.14 MCS工作方式示意

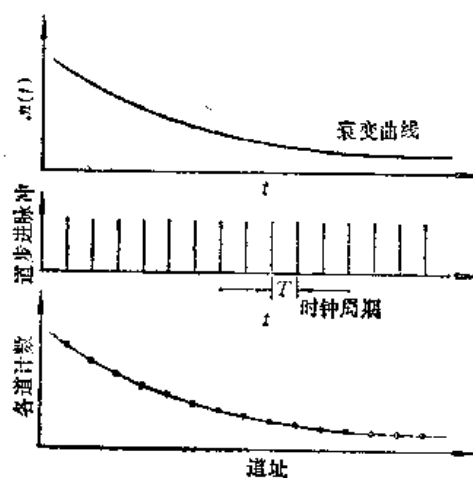


图6.2.15 用MCS方式测量衰减曲线

作在多定标器方式，道址从0道到最高道 M 随时钟脉冲步进，实现一次单向道址扫描，在扫描周期内，驱动电路同步工作，发送三角波，使放射源运动速度作线性变化，即速度和时间成正比的等加速运动，不同的道址对应不同的时间，也就表示相应的速度。测量各个道址内的计数，就得到共振吸收和源对吸收体运动速度的关系，图6.2.16 (b) 给出用铁箔作吸收体时的穆斯堡尔谱。

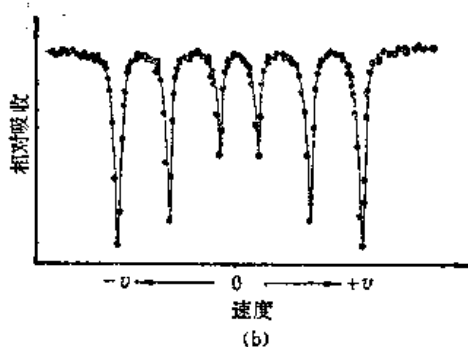
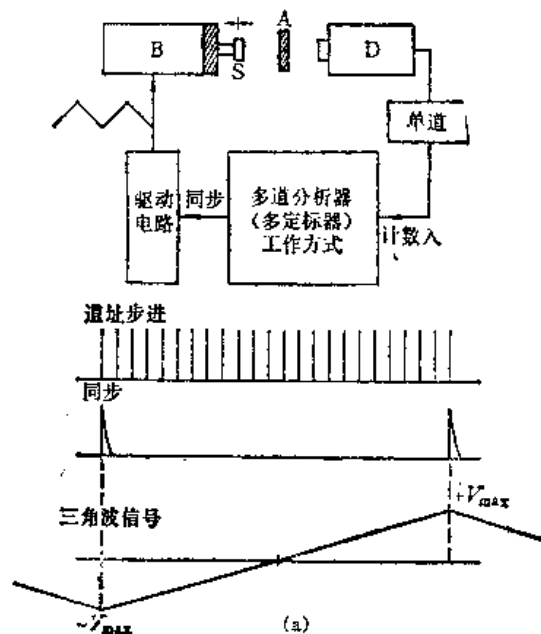


图6.2.16 (a) 穆斯堡尔谱仪原理框图
(b) 用MCS方式获取谱数据

(3) 列表方式

多道分析器工作在列表方式时，输入信号脉冲由ADC变换成数码，这个数码作为存贮内容顺序地存贮在各道中，每输入一个脉冲，道址码加1，将对应的ADC输出数码存到该道，直到存贮器的各个道都存入数据为止。如图6.2.17所示，这种功能用于列表式的数据输

入，与幅度分析方式不同，ADC变换后的数码不是作为地址码，而是直接作为数据存入存储器，故又称为存储器数据输入方式。

列表方式可用于多参数脉冲幅度分析，按输入事件到来先后，顺序记录代表输入信息的数码。波形采样分析也是列表方式的一个典型应用，它能直接记录信号幅度随时间的变化波形，在核工程及生物医学工程等方面有着广泛的应用。例如测量反应堆动态特性、分析列表输出的电压记录生物电的波形等。

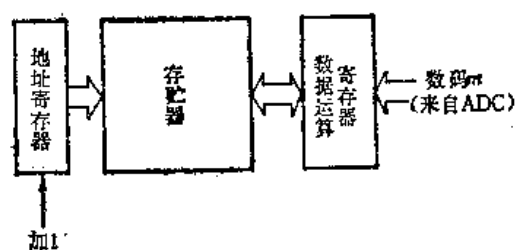


图6.2.17 存储器数据输入方式

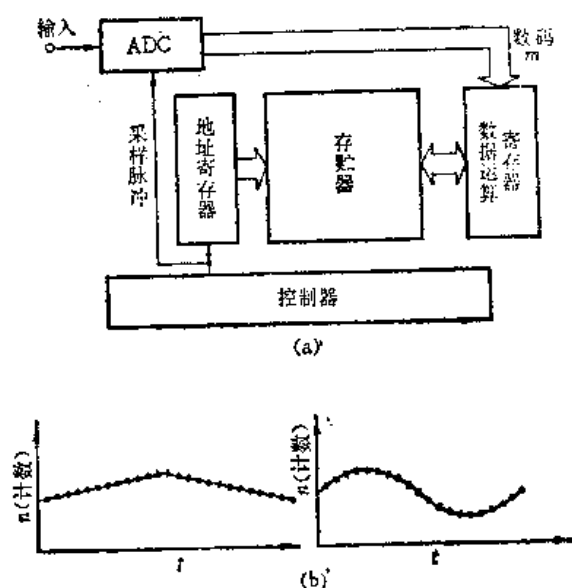


图6.2.18 波形记录采样分析方式
(a) 原理框图

(b) 图6.2.12输入信号的波形分析

图6.2.18给出波形记录采样分析方式原理图，它是用周期脉冲对输入慢变化信号进行采样，得到幅度和慢变化信号瞬时值相等的脉冲，经过ADC变换成数码，作为存储内容依次存储各道中，也就是把数码直接送到数据运算寄存器，然后存入存储器，每采样一次，道址步进一道，道址代表时间，各道计数代表不同采样瞬时的慢变化信号电平，得到被测信号随时间的变化波形。采样脉冲的周期可以任意选择，但必须大于模数变换器的死时间。

3. 多道分析器的数据处理

多道分析器在获取数据后还可进一步分析处理。目前广泛使用的计算机多道分析器的最主要特点是具有很强的数据处理能力。获取的谱数据需要按一定的数学方法进行处理才能得到实验要求的最终结果。

对于不同用途的能谱获取与处理系统，由于能谱数据处理的数学方法不同，数据处理的程序也就不同。但是对于一个已建造好的、有专门用途的系统来说，多道分析器都具有面向规定用途的应用程序和相应的数据库。在 γ 能谱测量中，应设置进行 γ 谱解析的 γ 谱分析程序，执行谱数据的分析功能，主要包括谱数据的能量刻度、效率刻度、峰形参数刻度、平滑、本底扣除、寻峰、求峰净面积、曲线拟合法解谱、核素识别、核素定量分析等。下面以 γ 能谱分析处理为例，讨论多道分析器的处理功能。

某种核素放射源发射的 γ 射线能谱的特征峰位 x_i 与射线能量 E_i 的关系是： $E_i = f(x_i)$ ，特征峰下净面积 A_i 与射线强度的关系是： $I = \epsilon(E_i) \cdot A_i$ ，这里 $\epsilon(E_i)$ 是探测效率，与射

线能量有关。假如系统已进行刻度, 已知 $f(x_i)$ 和 $\varepsilon(E_i)$ 函数, 那么对测量能谱的数据进行分析, 找出特征峰位与峰净面积, 可对被测样品进行数据解释, 即找出被测样品中放射性核素的种类及其活度。

(1) 核能谱数据分析

谱数据的平滑是以一定的数学方法对谱数据进行处理, 用以减少数据中的统计涨落, 提高精度。但平滑之后的谱曲线应尽可能保留平滑前谱曲线中有意义的特征, 峰的形状和净面积不应产生很大的变化。

寻峰就是用程序在谱数据中寻找峰, 并准确地定出峰位。根据峰位对应的能量可以识别核素, 这是能谱分析中的最关键问题。由于谱结构的复杂和统计涨落的影响, 从谱数据中正确地找到全部存在的峰是比较困难的, 尤其是对很高本底上的弱峰、靠得很近的重峰更难辨别。已发展了许多寻峰方法来提高寻找弱峰和分辨重峰的能力, 使寻峰过程中出现假峰的概率和漏失真峰(弱峰)的概率尽可能小。

求峰净面积是为了计算某种射线的强度, 但要计算峰净面积又必须扣除峰区内的本底。当分析多种放射性核素组成的混合样品谱时, 能谱的曲线形状比较复杂, 特别是相距很近的峰迭加成重峰, 这时必须对复杂谱进行解析才能求出各组分峰的净面积, 从而计算出各种射线的能量和强度。被测的能谱数据可以看成是由各核素的标准谱按各自强度线性相加而成的。对复杂谱可用与标准谱对比并采用如剥谱、逆矩阵计算等方法进行分析; 也可用描述谱形的已知函数来拟合测量谱段的数据(称曲线拟合法)进行直接分析。

(2) 系统刻度

一般在进行谱分析前必须根据系统的配置情况和物理实验条件对系统进行刻度。这主要是系统的能量刻度、效率刻度、峰形参数刻度。系统刻度是用已知的辐射源(称为刻度源)获取谱数据, 然后对谱数据进行处理, 求出能量和道址 $E_i(x_i)$ 、探测效率和能量 $\varepsilon(E_i)$ 、峰形参数和道址的关系曲线。求出刻度曲线的程序就是系统刻度程序, 刻度的结果存放在系统中, 由此可以知道任意峰位所对应的能量、任意能量 γ 射线的探测效率等。应该注意, 获取刻度谱时使用条件与实际获取被测样品谱时的使用条件必须一致。

(3) 核能谱的数据解释和数据处理应用软件

数据解释往往是把分析的结果与已知数据比较, 求出被测样品的成分和含量或其它结果。为此需要按一定格式建立谱数据文件、分析数据文件和必要的数据库。

在计算机多道分析器中配置了用于产生数据文件、修改和编制核数据库以及数据列表等的一组应用程序。在进行谱数据处理时, 常把所获取的谱数据和在对谱分析中所必需引用的谱数据或参数组成一个个文件, 这就是所谓谱数据文件和分析数据文件。每个文件被赋予一个文件名, 在程序运行过程中, 可按文件名来调用文件, 而不必知道该文件在外部设备或存储器中的具体地址。

谱数据在获取完毕后, 可以送到外存贮器(如磁盘), 形成谱数据文件, 一般说每个文件存放一个谱数据, 一个谱又可被分成若干个记录段, 可按文件名和记录段来调用所需要用的谱数据, 在每个谱的第一个记录段的起始部分还可存放着该谱的标题和有关谱测量条件的说明(如样品号、探测器号、测量时间等)。

分析数据文件中存放着谱处理过程中要用的大量数据和常数, 例如能量刻度系数、核素表等通常有刻度数据库文件、核素识别库文件、定量分析库文件等。刻度数据库文件中存放

几种不同探测器、同一探测器在不同的几何条件的刻度谱数据、能量刻度系数和分辨率刻度系数等。核素识别库文件又称为峰标记库(或峰信息库),它存放峰能量和相应的核素名称信息。

在进行谱定量分析时,首先根据能量检索峰标记库,找到此峰对应的核素,再根据核素名检索定量分析库,验证其全部的特征峰是否都存在,并在定量分析库取出相应的分析参数,以便计算样品中各个核素组分的放射性活度,最后把结果用图表方式输出给实验者。上述各项工作都是由计算机程序自动完成的。

需要注意的是随着实验任务的不同,数据处理的数学方法和处理程序也不相同;即使是 γ 能谱获取和处理系统也可以采用不同的数学方法和处理程序对谱数据进行处理,因而对于使用者,必须对系统中配置的谱处理软件的内容有一定的了解,才能正确地使用。

计算机多道分析器中所配置的谱处理程序大都是以某些固定的数学方法和处理过程来处理数据的,使用方便但通用性不强。当改变分析任务或使用者企图以不同的数学方法或处理过程来处理谱数据时,则可利用计算机本身的系统软件编写程序。为了给用户编制程序提供方便,也有的计算机多道分析器配置一种专门用于能谱数据处理的程序设计语言。这种语言的特点除了象FORTRAN等高级程序设计语言所具有的数字运算能力外,还具有一些谱数据分析功能,如谱平滑语句、寻峰语句、求净面积语句等等。此外,这种语言还有很强的输入、输出功能和人机对话的能力。这些特点使用户在编写自己的谱处理程序时非常方便,可大大简化源程序。但这些专用功能语句也是以一定数学方法为依据制定的,当用户要改变数学方法时,对应的语句就不能使用。为了解决这个问题,还可在系统中配置一个谱分析程序库,它是由预先存放在系统中的程序模块组成。可以把使用各种不同的数学方法完成同一功能的程序都编成各种独立的专用功能程序模块放在库中,例如,对于寻峰程序,有一阶导数法寻峰、二阶导数法寻峰、协方差法寻峰等程序模块,在用户编制自己谱分析程序时以适当的方法调用这些模块,可以选择适合自己需要的数学方法,这样大大地扩展了软件的适用范围和灵活性。在谱分析程序库中还存放一些用户编制程序时经常要用到的程序模块,例如常用的数学运算程序模块、打印谱程序模块等供用户调用,而不必反复编写和调试相同的程序,这就大大节省编制程序的工作量。

四、计算机多道分析器的几种典型结构

随着大规模集成电路技术的发展和微型计算机功能的增强,以微处理器和微型计算机为核心构成的多道分析器得到日益广泛的应用。这里介绍基于计算机技术的多道分析器的几种典型结构和它们的主要特点。

1. 使用微处理器的多道分析器

它是以微处理器为主控部件,配合存贮器和其它集成电路构成的多道分析器。在仪器内部使用微处理器芯片,实现仪器的智能化,并使它具有更强的功能。因此,使用微处理器的多道分析器又称为智能多道分析器。

图6.2.19给出一种实际“智能”多道分析器的结构框图,除了由微处理器作为主控制器外,还包括输入信号获取、存贮、显示、操作接口和数据I/O等五个部分。

输入信号获取电路包括放大器、模数变换器和获取接口电路。输入模拟信号放大后,转换成数码。获取接口电路按不同的数据获取方式(即PHA, MCS和LIST等)要求,对送入

存贮器的数据进行处理和控制,以使数据能存放在存贮器相应的地址中。然后再将数据显
示、分析和读出。

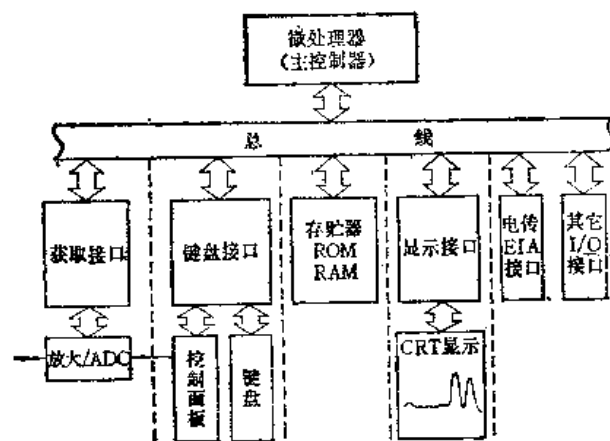


图6.2.19 简单的智能多道分析器结构

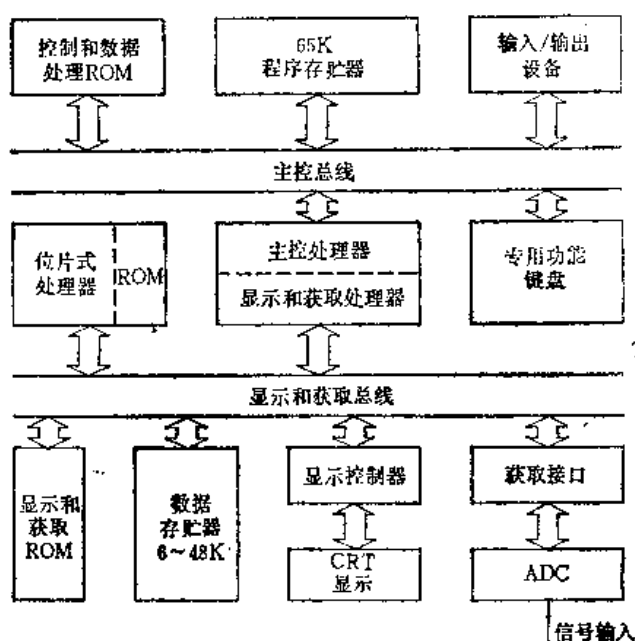


图6.2.20 双总线结构智能多道分析器

存贮器包括RAM和ROM, RAM用来存放所获取的数据和操作命令, ROM中存放了获取、显示和数据处理程序。微处理器是控制器, 它读出存放在ROM中的程序, 通过总线控制多道分析器各部分的工作。

显示部分是将存贮的数据在CRT显示器上显示, 它既可以显示谱曲线, 又可用字符形式对所显示的数据进行说明。

操作接口允许操作者用控制面板的专用功能按键和开关执行各种分析器的功能。按下某一个功能键, 操作命令由键盘接口通过微处理器送入RAM, 并将启动ROM中相应的键功能程序, 完成某种特定的功能。由专门的程序支持, 各个功能键完成多道分析器的数据获取、显示控制、数据处理和输入输出等功能。例如用于数据处理的功能键通常包括谱数据平滑、谱数据归一化处理、剥谱、数据在各分区的传送、求峰位、求峰面积、能量刻度等独立的功能键, 每当按下其中一个键时, 就执行相应的一个数据处理功能。

数据I/O部分是用于控制存贮器和各种外部设备之间的数据传送。例如包括有标准的电传打字机、电流环接口、EIA RS-232串行接口等, 对不同的I/O, 可选用相应的接口。

在图6.2.19中, 微处理器是中心控制部件, 它通过总线与多道分析器的其它部分相联系, 但它是一种单总线结构, 在进行数据获取、数据显示、数据处理和输出等基本操作时, 数据和控制信息流都要经过同一条总线按预定的先后次序排队进行传送。使用总线时, 要求在任一时刻只能有一个“源”的信息被传递, 因此, 在单一总线上会十分繁忙地交换信息, 这就限制了整个系统的功能, 尤其是降低了计算机的工作效率, 为了克服这种缺点, 常采用多总线结构。

图6.2.20给出了用多个微处理器和双总线结构的“智能”多道分析器框图。它有两条独立的总线, 提供了很强的吞吐能力。一条主控总线用于数据分析和输入/输出, 第二条总线称为获取和显示总线, 用于数据获取和显示。它有三个独立的微处理器, 可以充分发挥这种

总线结构的潜力,每个微处理器都有自己的专门任务。其中一个微处理器作为主控处理器,通过主控总线与程序存储器相连接,并通过专用功能键实现人机对话。另一个微处理器是作显示和获取控制处理器,通过第二条总线控制数据的获取和显示,和这条总线相连的电路有数据存储器、显示控制器、数据获取接口、位片式高速处理器和只读存储器。在以幅度分析方式获取数据时,ADC输出的数码首先在获取接口中经过处理,变成数据存储器的地址码,通过获取与显示总线以直接存储器存取方式在数据存储器中存取数据,每道数据加1或减1操作是在获取接口中由硬件来完成的。位片式高速处理器用于快速处理不同显示格式要求的数据,处理后的数据送到显示控制器,在显示器上显示谱曲线。主控处理器的主要任务是与专用功能键盘和其它外部设备(盒式磁带机和打印机)通讯,并执行监控程序和数据处理程序。主控制器也向显示与获取处理器发送命令,以控制显示格式和设置获取工作参数。谱数据的处理是通过专用功能键启动ROM中的程序来完成的。

上面讨论了使用微处理器的多道分析器单总线和双总线结构的两种构成方式,其共同特点都是采用微处理器作为主控部件,这是微处理器和存储器等大规模电路芯片价格大幅度下降之后在科学仪器设计方面的一种新趋势。“智能”多道分析器是为谱数据获取、显示和处理而专门设计的专用计算机系统,它具有结构紧凑,使用方便、价格低等优点。由于数据获取、谱显示和数据处理都在软件控制下进行,与完全由硬件构成的多道分析器相比,显示功能和数据处理能力都有了很大的提高。但是“智能”多道分析器一般不配置磁盘机,程序都存放在只读存储器中,用户自己难于修改和更换。例如数据处理程序是面向某些具体的实验任务,使用某一固定的数学方法来处理数据,因而通用性和灵活性差。“智能”多道分析器大都是面向某种专用领域而设计的,如 γ 能谱、X射线荧光分析、穆斯堡尔谱等数据获取和处理。又由于“智能”多道分析器一般不配置磁盘操作系统、程序设计语言处理程序等系统软件,用户不能自己编制程序和开发软件,所以它的数据处理能力还不够强,一些比较复杂的数据处理工作仍需要在通用计算机上完成。

“智能”多道分析器常配有标准接口,以备与通用计算机相连接。“智能”多道分析器加上通用计算机的系统具有分布式结构的特点,可实现前后台操作。由“智能”多道分析器进行数据获取和简单的数据处理,通用计算机用于数据处理,输出最后结果。

2. 使用微型计算机的多道分析器

图6.2.21给出使用微型计算机的多道分析器示意图。其核心部分是一台通用的微型计算机,一般使用8位或16位字长的微型计算机。除了计算机本身原有的外部设备(如磁盘、打印机、控制台终端等)之外,模数变换器、CRT显示器和专用功能键盘作为计算机的外部设备联到计算机的I/O总线上。这种类型的多道分析器可称为通用微型计算机多道分析器,习惯上被简称为微机多道分析器。

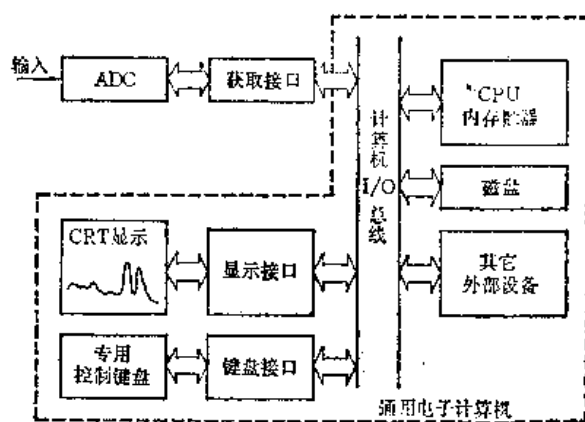


图6.2.21 通用计算机多道分析器

从ADC变换所得的数码经过获取接口直接送到计算机的内存数据区进行存贮,它不需要配置专用的数据存储器,而是充分利用计算机本身的存贮资源。还可以利用计算机系统本

身配置的高分辨率图形显示器同时作为计算机的控制终端和多道分析器的谱形显示器，只要配置相应的谱形显示软件就可以完成各种显示功能，而不需要另外配置谱形显示器。在一般计算机系统中，通过通用键盘进行人机对话，由键盘敲入一串字符组成的命令字启动计算机执行一段程序，完成某种特定的功能。在使用计算机的多道分析器中，为了用户操作方便，通常利用通用键盘中自定义功能键设置专用功能键盘，按下某一个功能键，就启动执行相应的程序，去完成某一特定功能。

通用微型计算机多道分析器中配置的软件可分为两大类。一类是计算机系统的标准软件如磁盘操作系统、程序设计语言处理程序等，另一类是谱数据获取、显示和谱分析程序等应用软件。

综上所述，通用微型计算机多道分析器的组成就是ADC经过接口直接和通用微型计算机相连接，硬件结构上可简单地表示为“ADC+通用计算机”的形式。

通用微型计算机多道分析器可以充分利用微型计算机的现成产品，在研制工作中仅需对接口和软件进行研究。而通用微型计算机配备有完整的系统软件和应用软件，标准的外部设备接口，这使多道分析器的设计和生产工作大大简化。用户可以独立地编制应用程序，也可以对原来配置的软件进行修改，以适应实验的需要，这种应用程序具有很强的数据处理功能。又由于微型计算机的通用性，用户可以不断地得到与自己系统兼容的软件，扩展和更新已有系统的能力。此外，这种结构外部配置的硬件不多，更换不同的输入获取电路和软件，可以组成不同的测量系统，因此有较强的通用性和灵活性。

3. 使用多道缓存器的微型计算机多道分析器

在上面讨论的通用微型计算机多道分析器中，获取的数据是通过通用接口电路传送到计算机的内存，即计算机的内存要开辟一个数据存贮区作为多道缓存数据用。每当数据获取时，计算机要对内存执行读、写或相加数据等操作，这些操作虽然简单，但在要获取大批数据的情况下，计算机要忙于简单的获取操作，而被占用大量的时间，降低了系统的效能。此外，当使用不同的计算机，也需要配置专用的接口电路。

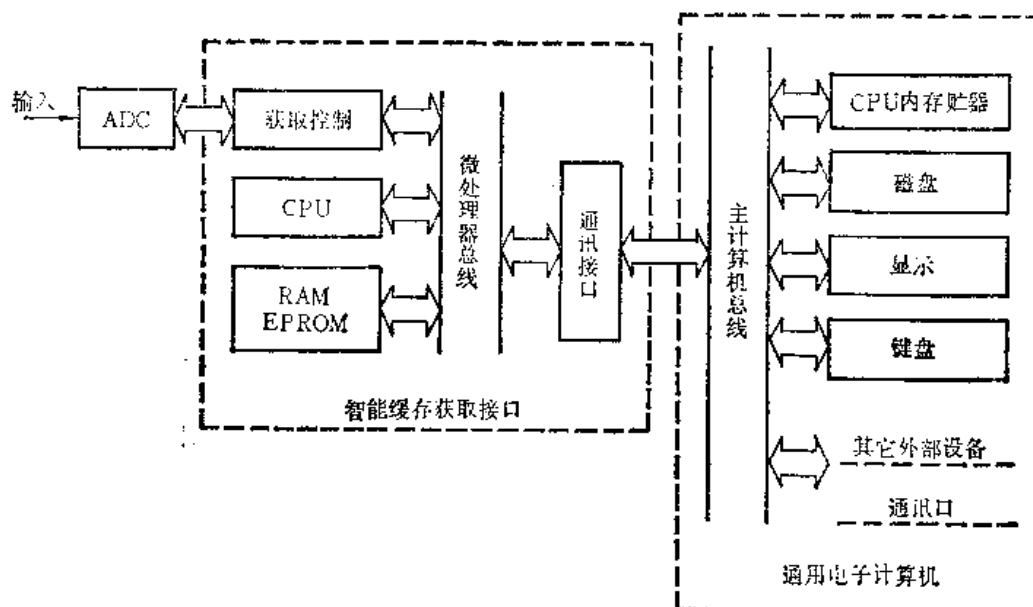


图6.2.22 智能缓存计算机多道分析器

一种改进的方案是采用“ADC+智能缓存+通用计算机”的结构,如图6.2.22所示,它具有以下的特点:

(1) 用智能缓存获取接口代替一般的获取接口。它是由微处理器控制的多道缓存逻辑,包括有微处理器、存储器、地址和数据获取控制逻辑以及与主计算机通讯的接口。它有较强的独立性,即独立于主计算机进行数据获取和简单处理。

(2) 智能缓存获取接口设有与主计算机交换信息的标准通讯口。采用国际通用的IEEE-488并行接口或RS-232串行接口标准,因此它可与具有标准通讯接口的计算机相连接。当主计算机需要更换机型时,不必再重新设计接口,只要适当修改软件即可和其它类型计算机配合使用,因此具有较大的灵活性和通用性。

(3) 用多道缓存器NIM插件代替传统多道分析器完成数据获取和简单处理的功能。在图6.2.22中,“ADC+智能缓存获取接口”部分称为多道缓存器(MCB),目前已有厂家提供多道缓存NIM插件产品。它是用一种无显示、无键盘的多道缓存模块来完成“智能”多道分析器数据获取和处理的功能。显然计算机系统都具有显示和键盘控制等功能,在与计算机联用的多道分析器中再单独设置显示器和键盘也就成为多余。多道缓存器较之“智能”多道分析器,大大缩小了硬件规模。

(4) 多道缓存器和通用微型计算机相连接构成多道缓存型计算机多道分析器,可实现前台操作,前台主要用于数据自动获取,后台由主计算机用于数据处理、数据显示和输出等等。

多道缓存器是计算机控制的NIM插件,在和探测器、前端电子学插件构成核谱测量系统时,由计算机实现控制。计算机对多道缓存器发送数据获取启动命令,预置工作参数,而多道缓存器一旦开始工作,就可独立地操作,获取数据,不需要计算机进一步管理,计算机可以空出时间进行其它的操作。

使用多道缓存器的计算机多道分析器还适合于遥控方式工作,可将多道缓存器和其它核电子学插件置于远离计算机的测量实验室,例如在强辐射场危险区域或工业过程控制等现场的测量,处于远距离的仪器通过多道缓存器插件仍可继续地将数据传送到计算机进行实时显示和处理。

此外,在这种结构的多道分析器中还可以设置专用的并行“双口存储器”接口,以便在计算机和多道缓存器之间能更快地传送数据。双口存储器实际上是指位于多道缓存器内部的数据存储器,但计算机可对它统一编址,通过接口对“双口存储器”进行数据存取,作为计算机扩充的内存使用,故又称为“共享存储器”。利用双口存储器技术可使多道缓存器存储的数据迅速地传送到计算机的内存数据区。

五、计算机多道分析器的数据获取接口

数据获取接口是计算机多道分析器的一个重要组成部分。它是模数变换器等输入设备和计算机之间实现信息交换的电路,获取的数据经过接口传送到计算机,而计算机通过接口设置各种与获取有关的工作参数,并控制数据获取的起始和停止。

1. 数据传送方式

计算机与I/O设备之间的数据传送可以用三种方式进行。一种是程序传送,另一种是程

序中断传送,第三种是直接存储器存取(DMA)。

(1) 程序传送方式

这类传送是在程序控制下进行信息交换。CPU利用程序不断地询问外设的状态,在外设准备好了再传送;若未准备好则CPU就等待,所以,通常称为查询方式。

程序传送方式可用来将多道分析器中已获取到的谱数据通过接口传送到计算机中去处理,这时计算机作为主动设备,在运行过程中不断由接口读入数据,并向外设发出控制信号。

(2) 程序中断传送方式

在上述的查询传送方式中,CPU要不断地询问外设,当外设未准备好,CPU要等待,不能进行别的操作,而且许多外设的速度是较低的,这就占用了CPU的时间。为了克服这一缺点,可采用中断的传送方式,即当CPU需要输入或输出时,执行一条指令,发出启动外设工作的命令,然后CPU继续执行主程序,仅当外设已准备好数据传送,才向CPU发出中断申请,此时CPU才能暂停原执行的程序(即实现中断)而转去执行为外设服务的中断服务程序(即中断服务),待处理完毕,即返回到被中断了的主程序继续执行。中断传送方式的特点是允许CPU与外设同时工作;大大提高CPU的工作效率。

在计算机多道分析器中,获取接口作为主动设备,每当准备好一个数据之后(一般是在ADC完成一次变换之后),通过获取接口向计算机提出程序中断请求。计算机中的CPU在响应这个中断请求时,暂停正在执行的程序而转去执行中断服务程序。在中断服务程序中,由输入指令把接口中的数据取到计算机内存的数据缓冲区,待这一操作完成后立即返回,继续执行被暂停的程序。由于这种中断方式仍是由CPU通过程序来传送,在中断服务过程中可能要执行几十条指令,因此传送数据的速度还是较慢,例如传送一个数据通常要花费几十到几百 μs 这就会增加计算机多道分析器数据获取的死时间。但是在中断传送方式中由于大部分工作都是由程序来完成,接口电路比较简单,成本比较低。

(3) 直接存储器存取(DMA)传送方式

DMA方式是利用专门的硬件电路让外设与内存直接进行数据交换,而不需要经过CPU的控制传送,这样可以大大加快数据传送的速度,因此适用于进行大量高速的数据传送场合。

通常微型计算机的系统总线是由CPU管理的,但在DMA方式时,就要求CPU把总线让出(即CPU连到这些总线上的线处于高阻状态),由DMA控制器接管。所谓DMA控制器是指在外设与内存之间直接传送数据的过程中代替CPU起控制作用的硬件电路。它的功能首先是能接受从外设发出的DMA请求,并向CPU发总线请求信号,CPU响应此请求后,DMA控制器接管对总线的控制,进入DMA操作方式。它向总线发地址信息和控制信号,控制外设和内存直接传送数据,但这种传送控制不是CPU用程序控制,而是由硬件电路按一定时序发控制信号的,所以能跟上高速外设的传送速度。

在要求数据获取速度快的计算机多道分析器中,可采用DMA传送方式。此时数据传送时间决定于存储器的存取时间,一般只需要 $1 \sim 2 \mu\text{s}$ 就可完成一次传送,这就大大减少了数据获取死时间,能适应在高计数率条件下工作。但是,前面已指出DMA数据传送过程完全由接口中的硬件控制,因此接口电路比较复杂,成本比较高。

2. 数据获取接口的功能和特点

方式的不同,分别采用DMA,程序中断和程序传送等三种方式来传送数据。

(2) 设置和保存与数据获取有关的工作参数和信息,如获取方式、存贮分区、ADC的变换增益、上下阈值、数字偏置等,由计算机程序以数字信息的形式在接口电路中设置和保存,并控制ADC和接口电路的工作。

(3) 有定时的功能。它应包含有程序预置的时钟发生器,按照预定的时间间隔产生定时信号。在幅度分析方式则可给出实时间或活时间的计时信号;在多定标器方式则给出道步进的时钟信号。

(4) 控制数据获取的启动和停止,按轻重缓急自动进行数据传送。一般接口电路包含有程序中断和DMA传送请求信号的产生和优先级别排队电路,这些请求信号按优先级别高低排队,例如定时中断请求信号为最高级,预置测量时间完了就产生中断请求,实现自动停机。DMA数据传送请求的优先级仅次于定时中断请求的级别,而显示数据传送请求和键盘中断请求的中断级别较低。

(5) 获取接口作为计算机的一个外部设备,与计算机的I/O总线联接,计算机要控制接口电路工作,利用输入、输出指令对接口进行信息存取的操作,所以接口中还应设有输入输出,指令译码器等基本电路。

以上仅讨论计算机多道分析器中一般数据获取接口的功能和特点,对于图6.2.22所示的智能缓存获取接口,它除了包含上述一般获取接口的功能外,还没有智能控制、存贮、输出等其它功能。

3. 数据获取接口电路实例

这里介绍一个通用微型计算机多道分析器中数据获取接口实例,图6.2.23给出它的简化框图。

获取接口和八位通用微机的I/O总线相联接,它设计了四种数据获取方式:PHA——脉冲幅度分析,MCS——多定标器测量,WFS——波形记录采样分析和SDI——转送其它多道分析器的数据。

根据数据获取方式不同,分别采用DMA、程序中断和程序传送等三种方式来传送数据。对PHA和MCS方式要求传送速度快,尽量不增加数据获取的死时间,所以采用DMA传送方式,并且对ADC的数字偏置、分区控制和各道数据累加等都用硬件电路来实现,以保证在高计数率情况下工作。WFS方式则用程序中断方式传送数据。SDI是指通过接口把其它多道分析器中已有谱数据传送到计算机内存,并以数据的形式存放到磁盘中,采用程序传送方式。

获取接口电路由输入输出、I/O译码器、数据锁存器和数据处理电路、MCS计数器和MCS控制电路、DMA地址和DMA控制器、SDI数据传送电路、定时分频电路和中断逻辑电路等部分组成。若按电路所完成的功能,可分为状态信息和参数的设置及调节电路、获取地址和数据处理电路、停机逻辑控制电路等三大部分。下面分别讨论各部分的工作原理。

(1) 状态信息和参数的设置及调节电路

它包括输入、输出和I/O译码器。计算机通过这部分电路设置和交换控制接口工作的各种状态信息和参数。

输出口是由十个8位锁存器组成,它接受和保存由计算机送来的数字信息。在数据获取开始之前,由计算机程序向接口中置入各种状态信息和控制参数,在数据获取过程中由这些

信息和参数控制接口的工作, 这些参数包括: 四种获取方式的标志码、ADC变换增益码、ADC的数字偏置码、ADC分区范围码、存贮分区码、五种打印方式选择码、MCS获取时的道步进时间码等, 其它的控制信息包括有接口启动标志, 允许DMA传送标志、开中断标志、循环次数到达标志等。代表上述参数或状态信息的代码每八位为一组存放在一个锁存器, 每个锁存器作为一个输出口, 被赋予一个设备地址码。计算机的指令使每个输出口的地址码置入要预置的参数或信息以控制获取接口工作。例如在用PHA方式获取数据时, 就要按预置的数字偏置 m_0 的补码值 m'_0 , 存贮分区的首地址 D 等参数值进行处理, 由ADC输出的道址码 m , 必须再经过加法器, 与 m'_0 和 D 相加, 得到与该道址相对应的存贮地址为 $m - m'_0 + D$ 。

输入口的电路是由多个数据转接器构成, 输出口中锁存的各种参数或信息都可由输入口传送到计算机中, 计算机通过输入指令由输入口取回状态信息和参数, 以便了解接口的工作状态。

I/O译码器是由与非门组成的组合逻辑电路, 输入信号是计算机I/O总线中的地址信号 $A_0 \sim A_7$ 和存贮器读控制信号($\overline{R}$)、存贮器写控制信号($\overline{W}$)、外部设备I/O请求信号($\overline{IORQ}$), 它在计算机输入输出指令的执行期间, 根据不同设备地址号输出所要求的控制电平, 控制输入输出口的操作。

(2) 获取地址控制和数据处理电路

在不同的数据获取方式时, 获取地址控制和数据处理电路也是各有特点的。

PHA方式:

由ADC输出的地址码送到接口中, 由加法器、地址锁存器、溢出比较等电路进行地址控制, 由数据输入锁存器、加法器、数据输出锁存器和DMA控制器进行数据处理, 执行在指定道的数据加1或减1功能。具体的工作过程如下:

1) ADC变换结束后, 向获取接口发存贮请求信号。在满足启动DMA传送条件时, 产生一系列输入定时控制信号。

2) ADC输出的地址码与数字偏置(零道阈)相减, 其结果由“地址打入脉冲”控制, 存放在地址锁存器中, 然后由输入定时信号给ADC发回答信号, 允许ADC接受下一个信号进行变换。

溢出比较电路用来判断ADC变换后的地址码在减去数字零道阈后是否超过预先设定的分析范围, 在超出分析范围时, 则给出溢出标志, 由溢出封锁电路禁止进行DMA数据传送。

地址锁存器中的地址码还需加上分区码, 通常是用加法器加上所选定的存贮分区的首地址, 才形成真正的DMA地址, 经过三态门加到地址总线。

3) 在没有溢出和不在0道、1道时(通常0道和1道不用来记录数据, 而是存放测量活时间和实时间)。在允许DMA传送标志(DMAEN)为“1”时, DMA请求信号(DMAR)启动DMA控制器, 产生总线请求信号($\overline{BUSRQ}$), 计算机在完成正在运行的一个机器周期后发出总线响应信号($\overline{BUSA K}$), 切断CPU与总线的联系, 把I/O总线的控制权让给获取接口, 开始DMA数据传送周期。首先将由内存数据区读出该道的数据, 通过数据总线 $D_0 \sim D_7$ 送到数据输入锁存器, 在8位加法器中将该数据进行加1或减1, 然后送到数据输出锁存器, 由存贮器写操作把加1或减1后的数据写回内存数据区对应的道址中去, 这样完成了某一道计数中一个字的加1操作。

4) 一道数据传送完, DMA 控制器发出信号到输入电路, 使DMA请求信号 (DMAR) 无效, 总线请求信号 ($\overline{\text{BUSRQ}}$) 也消失, 使总线控制权归还CPU。

在计算机多道分析器中, 通常每道计数容量为 2^{20} , 即为20位二进制数码, 要占用内存的三个字节。当使用八位微型计算机时, 每次只能传送一个字节的数据。为了完成一道数据的传送, 要进行三次数据传送操作, 需要三个DMA传送周期的时间。但这将显著增加获取的死时间。通常采用可变字节的DMA传送的办法来解决这个问题。因为在PHA方式时, 每获取一次数据, 使对应某一道的计数加1, 按二进制数码加法规则可知, 首先在最低位字节进行加1操作; 只有进行256次加1操作后才会产生一次向第二字节的进位信号, 要产生向第三字节的进位则需要65536次加1操作。因此, 在获取接口中利用加法器的进位信号来控制DMA控制器, 只有出现进位信号时才启动下一个字节的DMA传送周期, 不出现进位信号的概率为255/256, 显然, 绝大部分数据加1操作只需要一个DMA周期来完成。

MCS方式:

由MCS道址寄存器、MCS计数器、加法器和MCS控制器等电路实现获取地址控制 和 数据处理, 其中MCS道址寄存器是一个可预置的双向可逆计数器。由时钟脉冲控制道址步进, 即用计数器实现地址连续扫描, 并有单向和双向两种道址扫描方式。MCS计数器是一个高速二进制串行计数器。在每道驻留时间内对输入脉冲进行计数, 当道步进脉冲到来时, 把MCS计数器的计数与内存数据区相应道址的内容相加或相减。MCS控制电路是由道步进脉冲启动完成三个字节的数据传送过程, 并实现内触发和外触发, 启动MCS获取功能。在MCS方式, 指定存储器道址内的数据相加后经常可能出现二个字节和三个字节的数, 因此是采用固定三字节传送的方法, 每获取一次数据, 要启动三个DMA周期。在加法器中按字节位次顺序相加, 再依次送回内存的数据区相应的道址中去。

MCS方式的DMA数据传送的过程如下:

1) 启动接口工作, 使允许DMA传送标志 (DMAEN) 为“1”, 此时打开计数门, 进行多道计数, 并预置分析范围。

2) 道步进时间到达预定值后, 启动MCS控制时序, 产生三个控制信号:

LDB——把MCS计数器的数据装载到锁存器;

CLR——把MCS计数器清零;

CNT——开放计数的计数门。

存放在锁存器的数据以单字节方式, 将三个字节三次传送到加法器, 然后也以单字节方式进行三次相加。

3) 在发LDB控制信号同时, 产生DMA存储请求信号, 接着将当前的地址码由MCS地址寄存器存放地址锁存器, 然后使MCS地址寄存器加1, 给出步进到下一道的地址码。

4) 在分析范围设有溢出时和不在1道时 (此时0道要进行DMA传送, 记循环次数), 产生DMA请求信号 (DMAR), 启动DMA控制器, 产生总线请求信号 ($\overline{\text{BUSRQ}}$), 在总线响应后, 开始DMA传送周期, 此时地址锁存器的地址码加上分区的首地址即形成真正的DMA地址, 把该地址的内容从内存中读出来送到数据输入锁存器, 在8位加法器中将该数据加上数据锁存器的数据 (即为在道步进时间间隔内的计数值), 然后把相加后的数据写回到该地址中去, 完成一个字节的读写, 接着依次完成第二、三字节的读写操作, 此时一道数据传送完毕。最后由DMA控制器发出信号给输入电路, 使复原到传送前的状态。当MCS地址

进到 0 道时, 不封锁 DMA 传送, 但只完成 0 道内容加 1 的操作, 以记录地址扫描的循环次数。

WFS 波形采样分析方式:

它的获取地址和数据处理控制兼有 PHA 和 MCS 的特点。地址控制和 MCS 方式时一样, 由时钟脉冲控制步进。输入慢变化信号在被采样后得到脉冲分析类似于 PHA 方式, 区别在于 ADC 输出的变换码不是作为地址, 而是作为数据, 逐道连续存贮。因为采用程序中断传送数据方式, 节省了硬件电路。ADC 工作在采样方式时, 在每次变换后即向接口发出存贮请求, 接口接受到请求后即产生 WFS 中断申请, CPU 响应此中断后进入中断服务程序, 中断服务程序是将 ADC 的变换码取进来, 逐道存入内存数据区, 直到最后一道, 即是完成数据传送和内存地址加 1 的功能, 所以 WFS 的地址码由程序中产生。完成一次道址扫描后, 使循环次数加 1, 直到循环次数达到预置值时, 程序发出停机信号。

SDI 转送其它多道分析器的数据方式:

接口中设计了程序传送逻辑。硬件部分也较简单, 包括 SDI 控制器、锁存器、数据选择器等。

其它多道分析器输出数据的范围由程序设置左、右边界道, CPU 执行传送数据的程序将多道的数据存放在锁存器, 最多可输入 24 位并行数据。然后在 SDI 程序中将该道数据送入内存数据区, 每次传送 8 位数据, 因此通过数据选择器依次把三个字节的数分三次传送, SDI 控制器把 SDI 传送程序中的指令变成控制数据锁存和传送的各种控制信号, 在一道数据传送完毕之后发出回答信号, 使其它多道分析器的道址加 1, 准备输出下一道数据。

(3) 停机逻辑控制电路

数据获取的停止是用软件判定, 并设有定时分频电路、中断逻辑电路等用于获取停止的逻辑控制。

在 PHA 分析时, 有五种停机方式, 即实时间定时、活时间定时、定计数、定积分和定净面积等。在达到所预先设定的值, 就是满足停机条件, 由定时分频电路输出时间间隔为 1 秒的时钟脉冲, 产生实时间中断请求和活时间中断请求, 在计算机响应上述定时中断请求后, 在中断服务程序中实现以秒为单位的计时, 1 秒中检查一次停机条件, 五种停机方式都是在中断程序中加以判定, 如果满足了停机条件, 由中断程序使接口中的输出口锁存器中的 DMA 允许传送标志 (DMAEN) 置 “0”, 停止获取数据。

在 MCS 方式时, 实时钟分频电路用来记录 MCS 循环次数, 并在数字比较器中与预先设置的循环次数比较, 到达预置值时, 就产生循环次数到达中断, 由中断服务程序处理, 停止获取数据。

接口共有四个中断源, 按其优先级从高到低排队是活时间 1 秒时钟中断、实时间 1 秒时钟中断、MCS 循环次数到达中断和 WFS 数据传送中断。活时间 1 秒时钟中断级别高于实时间 1 秒时钟中断, 以保证 PHA 停机条件判定的准确性。循环次数到达中断和波形分析中断与活时间、实时间中断无关, 有中断时, 封锁 DMA 传送。在硬件上还保证 1 秒时钟中断优先级高于 DMA 传送, 因而不计计数率多高, 1 秒时钟中断必须执行。

六、计算机多道分析器的显示原理

在计算机多道分析器中大都是用硬件和软件相互配合来完成各种显示功能,借助于软件支持,使谱数据显示功能更加丰富。

在通用计算机多道分析器中,由于某些通用计算机系统本身配置有高分辨显示终端,可以直接利用来显示字符和谱形,只要编制相应的软件就可完成各种显示功能。对智能多道分析器这一类的专用计算机多道分析器则配有专用的显示器。

1. 谱数据显示的要求和方式

按核谱数据测量的要求,在数据获取过程和数据获取之后,都要用显示器观察所测谱曲线的形状和特点,在进行数据处理时,也要用显示器观察数据处理后的谱形。显示数据处理的结果,通常有两种方式:一种是图形显示,一种是字符显示。计算机多道分析器的显示兼有图形和字符显示两种功能。

图6.2.24给出一个智能多道分析器中显示器的显示画面。在图形显示时,除了显示谱曲线外,在屏幕的上方和下方各显示几行字符,用来说明测量条件及谱特征。

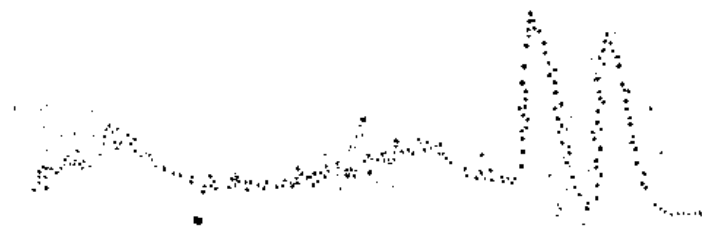


图6.2.24 显示画面

在字符显示时,可以全屏幕显示所获取的数据及处理的结果,例如所测量的数据列表显示,还可以字符文件形式显示,列出感兴趣区域的峰位、半宽度、峰面积等感兴趣表。

图形显示时,对于单维参数谱,用水平方向代表道址,垂直方向代表计数。一般采用常显示方式,即计算机多道分析器在分析时常处于显示状态,只要没有获取请求,就不停地进行逐道顺序显示,当有获取请求时,它才暂时中断显示,存贮所获取的数据,存完之后又返回显示状态,这样即使在低计数率条件下,也能清楚地看到谱线和数据积累过程。

在水平方向,道址总是线性刻度的,垂直方向,计数的刻度可以由程序控制为线性的或对数的,它还能实现分区显示,把指定分区内的谱形单独显示出来,还可同时显示各分区的谱线,显示多条谱曲线。

在显示屏上还设置二个可调节的光标,作为高低道址或地址所在处计数的标志,也可用来选择被分析的范围或感兴趣区的范围,显示器具有对感兴趣区域进行加亮的功能。

2. 图形和字符显示工作原理

目前,计算机多道分析器大多采用电视显象管作为显示器件,它是一种具有大屏幕和高分辨特点的CRT显示器件,由此构成的设备也称为CRT显示终端或CRT显示器。熟悉电视机接受图象的过程就不难了解CRT显示器的工作原理。电视显象管是一种光栅扫描器件,电子束以固定频率进行行扫描,连续扫描625行后,扫描完显示屏上全部几何位置,在屏幕上形成光栅,完成一帧图象的扫描。在CRT图形和字符显示器中,CRT和其它部件连接

的信号，一般都归结为行同步、帧同步和视频信号。行帧同步信号控制光栅扫描的稳定性，视频信号送到CRT电子枪的阴极或栅极，控制电子束的强度，决定电子束打到屏幕上相应位置某一点的亮度，CRT在这三个信号作用下，使字符和图形显示在屏上。

CRT显示器的光栅扫描方式可分为水平行扫描和垂直行扫描两种，见图6.2.25 (a)、(b)。水平行扫描是指电子束沿水平方向进行行扫描，帧扫则是自上而下的垂直扫描，这和电视接收机的扫描方向相同。计算机的CRT显示终端大多采用水平行扫描，因此，可以使用标准的电视接收机作为显示器。垂直行扫描是指电子束沿垂直方向进行行扫描，每根行扫描线由下而上进行的垂直扫描，帧扫则是自左至右的水平扫描。显然，垂直行扫描方式更适合于核谱曲线的显示，在每根行扫描线的垂直方向显示某道的计数，它自下而上增加，在行回扫描期间，内存和显示器交换每道应显示的数据，水平方向代表道址，它自左向右展开，以道址为次序，顺序显示各道计数。专用的CRT显示器多数都采用垂直行扫描方式。

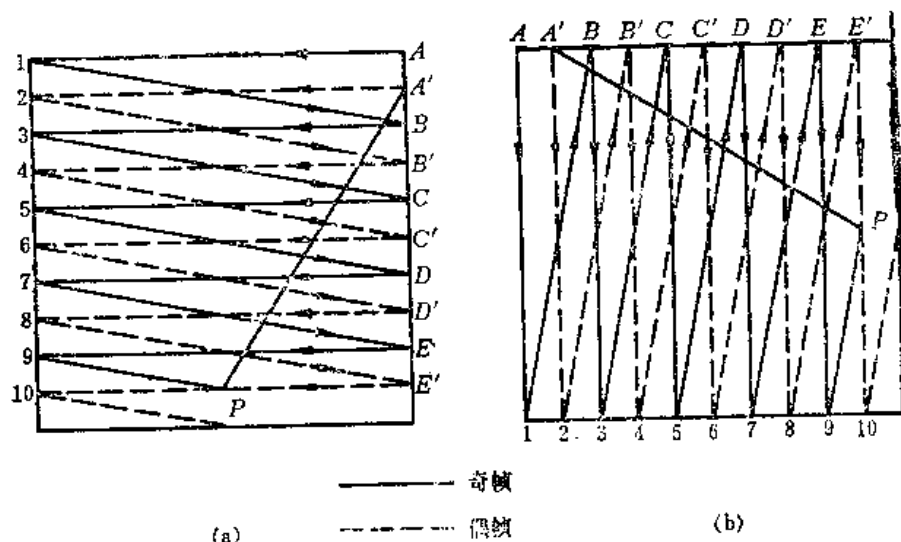


图6.2.25 两种扫描方式

(a) 水平行扫描方式

(b) 垂直行扫描方式

在以水平行扫描方式工作的电视接收机中，若把电视显象管的两个扫描偏转线圈转动 90° ，显象管中的电子束就能沿垂直方向进行行扫描。为了不使CRT屏上的图象产生闪烁，都采用奇偶帧隔场扫描的办法，将原来一帧中的625行分为两次来扫描，每次为312.5行，称为一场。在一帧中的第一场扫描奇数行（奇帧），第二场扫描偶数行（偶帧）。如图6.2.25 (b)所示，电子束由屏上的A点以很快的速度扫到“1”点，这段时间为行回扫，然后由“1”开始以较慢的速度线性扫到B点，这段时间称为扫描的正程，用于显示谱线或字符上的一个光点，电子束由A $\rightarrow$ 1 $\rightarrow$ B完成一次行扫描，按我国电视制式规定，一次行扫描时间约 $64\mu\text{s}$ ，其中正程为 $52\mu\text{s}$ ，回扫时间为 $12\mu\text{s}$ 。扫到第一场的最后一行，由场同步信号控制使电子束由P点回到A'点，开始第二场行扫描，直至第二场最后一行扫描完成后，在场同步信号控制之下返回到A点，再继续开始下一奇帧、偶帧的扫描过程。

用垂直行扫描方式的CRT显示器来显示谱曲线时，则第一场用来显示偶数道址（0, 2, 4, ...道）的数据，第二场用来显示奇数道址（1, 3, 5, ...道）的数据。若垂直方向可以显示256点，为了使每条扫描线上亮点的垂直位置和该道内的数据成正比，则在每次垂直行扫

描回扫期间,从内存数据区读出相应道的数据,把这数据值转换为与它成正比的、并和垂直行扫描起点同步的时间间隔,对应此时间间隔结束时,产生一个加亮脉冲。由于电子束在垂直方向扫描是匀速的,出现在屏上亮点的垂直位置就与该道的数据成正比,每一道就有一个亮点表示该道数据,即可得到表征谱曲线的图形显示。

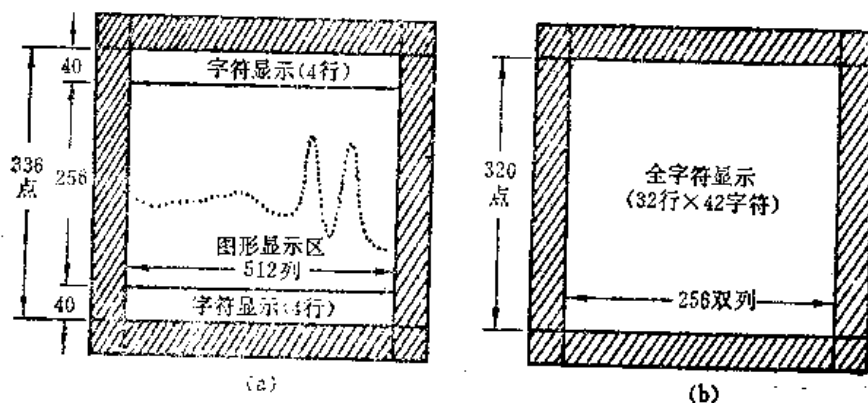
不难理解,如果在显示屏上,不是显示图形,而是一幅字符组成的画面,则必须把具体的字符视频信号和行、帧同步信号去控制CRT的工作,常用点阵字符发生器将二进制字符代码变换成能在屏上产生具体字符的视频信号。

电子束沿着垂直方向行扫描时,字符应当在屏上自左至右顺序按列显示,由光点阵列组成的字符显示在屏上。

3. CRT图形和字符显示器实例

这里介绍一个专门设计用于智能多道分析器的CRT图形和字符显示器实例。

它有图形和字符两种显示方式,其显示格式见图6.2.26。考虑到显象管边缘部分电子束聚焦不好引起的非线性,显示屏的中央部分用来显示图形和字符。在图形显示时,占用显示屏中间512列行扫描区,对应可显示512道谱曲线,垂直方向可以有256个显示点,用来表示8位二进制数据,图形显示区的上部和下部各显示4行字符占80个显示点。在字符显示时,最多可显示32行字符,而每行最多有42个字符。



图中 为非线性区

图6.2.26 两种显示方式
(a) 图形兼字符显示 (b) 全字符显示

实际CRT图形和字符显示器电路包括:垂直扫描控制、水平扫描控制、栅格产生器、图形信号产生器、字符发生器、字符显示控制器及电视扫描监视器等几部分,如图6.2.27所示。

(1) 垂直扫描控制电路

它用来产生垂直行扫描过程所需要的定时控制信号。在垂直行扫描期间要读取数据并显示数据,这些过程都必须用显示时钟作为基准进行同步,以保证显示的精确,给出一组定时控制信号,见图6.2.28。信号的功能如下:

1) 垂直同步信号:用作垂直行扫描周期起点的同步,重复周期是 $64\mu\text{s}$ 。

2) 垂直移位同步信号:它较垂直同步信号迟半个周期,用来实现隔场扫描时的同步,它在一场的末尾产生,保证每场扫312.5行,使两场行扫描线在水平方向错开一个位置。

3) 垂直同步加宽信号：用作字符发生器的内部字符列推进计数器的时钟用。

4) 显示控制信号：用于控制有关图形和字符在显示屏上的位置。它包括以下三个信号，即

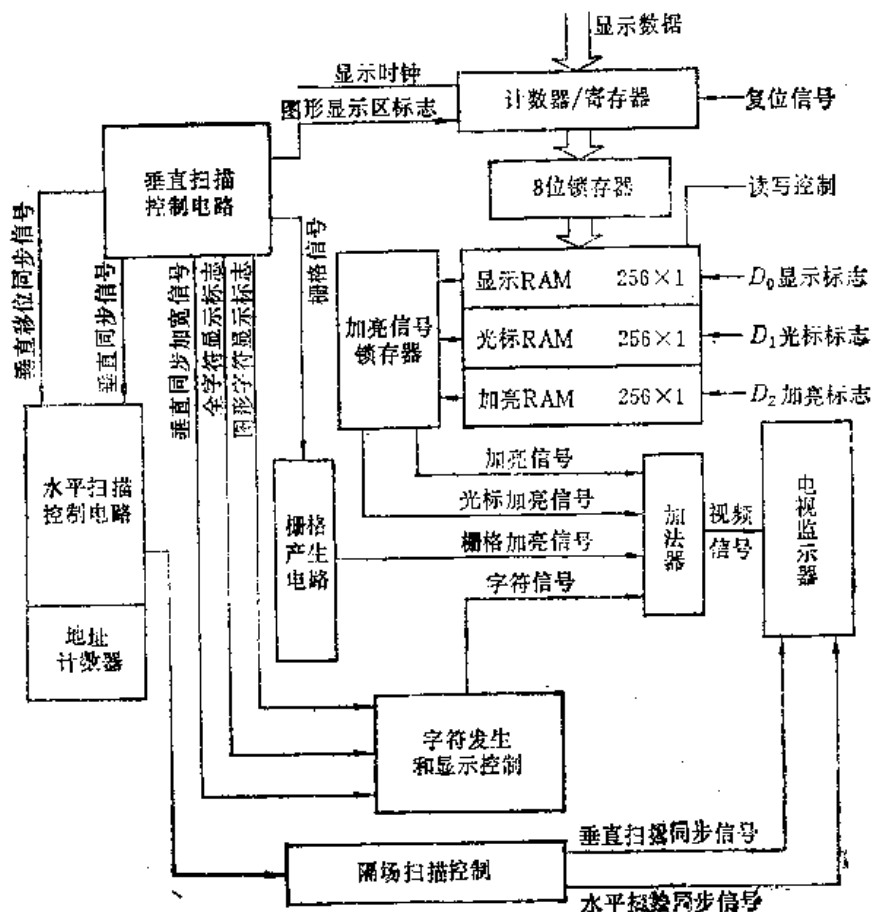


图6.2.27 CRT图形和字符显示电路

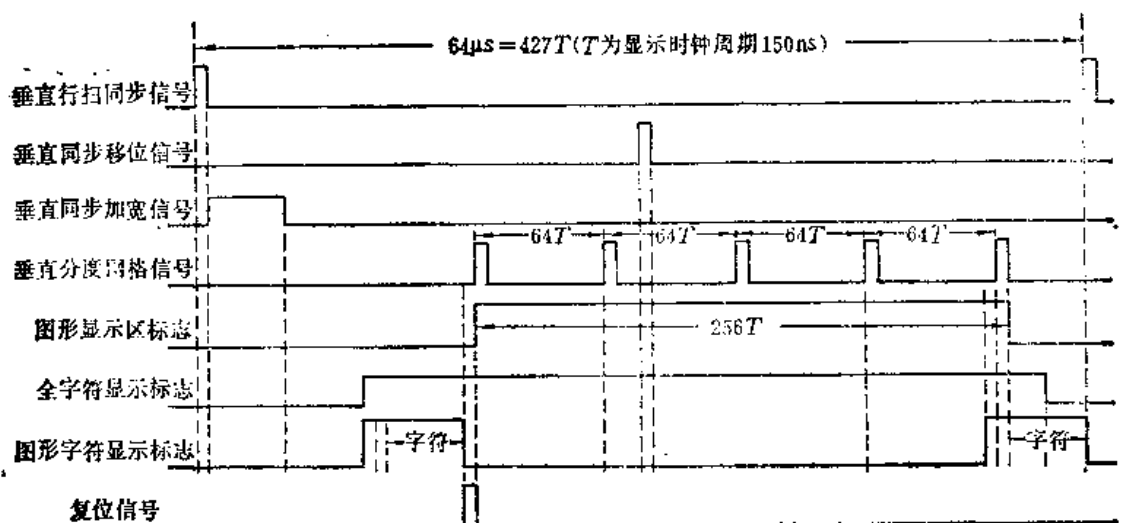


图6.2.28 一组定时控制信号

- 图示显示区标志信号——信号宽度为256个显示时钟周期。
- 图示字符显示标志信号——标志图形上下方显示4行字符，此信号在时间上正好和图形显示区标志信号分开。
- 全字符显示标志信号——标志全字符显示，因要显示32行字符，故需要320个显示时钟周期。

5) 复位信号：它用作RAM的显示计数器复位。

6) 栅格信号：它用作垂直方向上产生栅格形式。

(2) 水平扫描控制电路

它用来给出显示光点的水平位置，即提供读取显示数据的存贮器地址。地址计数器由垂直同步信号进行计数，给出每次垂直行扫描的地址，垂直行扫描线随计数的增加，沿水平方向向右移动，在每次垂直行扫描的回扫期间，从存贮器中读取要显示的数据。每隔312.5行扫描即构成一场，产生场同步信号。

(3) 图形信号产生电路

它是由计数器、锁存器和显示存贮器（三个 $256 \times 1\text{RAM}$ ）等组成，用来根据每道谱数据的大小及显示标志信息产生视频电平信号，在电子束扫描到显示屏上相应的几何位置时，加大电子束的强度，形成谱曲线中的光点和光标。

显示标志信息有：谱显示标志、光标标志和加亮标志，分别用 D_0 、 D_1 和 D_2 表示。 D_0 为“1”时，表示谱数据要显示； D_1 为“1”时，表示显示的谱数据要打上光标； D_2 为“1”时，则表示谱数据要加亮显示。

在电子束的行回扫期间，按地址计数器指示的地址从存贮器中取出要显示的谱数据装入计数器，并又转存到8位锁存器中，接着由存贮器取出显示标志信息。当谱显示标志 D_0 为“1”时，则标志着锁存器中的谱数据要显示，此数据将表示为谱曲线中该道的光点在屏上的垂直高度。当光标 D_1 为“1”时，锁存器的数据将表示光标在屏上的垂直位置，也就是要在表示谱数据的光点上打上光标。当加亮标志 D_2 为“1”时，则表示和锁存器中数据相应的垂直高度上的光点应特别加亮。锁存器中的数据作为RAM的地址，将显示标志 D_0 、 D_1 和 D_2 分别存入相应RAM的地址单元，因此在行回扫结束时，三个RAM已经存放了下一次扫描中在屏上要显示的图形信息，也就是对RAM完成相应地址单元的写“1”操作。当电子束进入下一次行扫描时，即开始显示，首先使计数器清零，再输入周期为 $150\mu\text{s}$ 的显示时钟信号进行计数，这时计数器的输出经过8位锁存器仍作为RAM的地址，读出RAM的信息。当写入 D_0 状态的“谱显示RAM”对应的地址中读出信息为“1”时，则加亮信号锁存器输出高电平，在屏上就产生一个光点，光点在垂直方向的位置与RAM中存贮“1”信息的地址相对应，也就是与从存贮器中取出的要显示的谱数据成正比。同理，当在“光标RAM”和“加亮RAM”中读出 D_1 、 D_2 为“1”时，就可使光点在垂直方向连续加亮若干个点形成光标，以及产生宽度更宽的加亮脉冲，实现特殊加亮点的显示。

(4) 栅格产生器

在图示显示时，需要时可以把整个显示画面打上格子，由栅格产生器把图形显示区进行垂直分度和水平分度。在垂直行扫描时，图形部分占256个显示点，即256个显示时钟，利用栅格信号，可以得到五个光点，将图形在垂直方向四等分，在一次水平扫描结束时，图形上可以出现五条水平线。又利用六位二进制计数器，以垂直同步信号作为时钟，这样计数器每

隔64次垂直行扫描就溢出一次，显示一条垂直线，每场312.5行扫描中，仅256行有效，所以将水平方向分成四等分。

有关字符发生器及字符显示控制电路原理类似于一般计算机的字符显示原理，在这里不再赘述。

此外，在图6.2.27电路中，利用电视接收机作电视扫描监视器，使用高分辨的电视显象管，它的两个扫描偏转线圈转动90°，使电子束能沿着垂直方向自下而上进行行扫描，而帧扫描则为水平扫描。

谱数据的图形和字符显示都需要软件的支持。首先是由软件实现在各种不同设置和显示操作的条件下，将获取的谱数据不断地转化为相应的8位显示数据，并给出相应的显示标志数。设置显示循环程序，随着显示数据及标志数按循环周期的更新，图形也不断变化。又由软件来实现通用的显示操作控制功能，例如显示数据垂直刻度的自动和手动改变，线性和对数刻度改变、水平扩展、压缩、滚动。图形的位移、左右光标的调节、感兴趣区域的加亮等显示操作都是通过程序改变显示数据与获取谱数据的关系和设置不同的显示标志数来实现的。有关的程序都固化在智能多道分析器的ROM中，多道分析器的面板设有一组显示功能按键或开关供操作，使用者按某一功能键或拨动某一开关就有相应的程序支持，自动执行显示操作。

七、计算机多道分析器的软件配置

在计算机多道分析器中，数据获取、谱线显示、数据处理和输入输出都是在计算机控制下进行的。它需要在软件支持下完成各种功能。计算机多道分析器的软件配置与其结构、功能以及使用环境有关。下面以能谱获取和处理系统中多道缓存型微型计算机多道分析器的软件配置为例介绍软件配置概貌。

能谱获取和处理系统硬件配置如图6.2.29所示。它是以通用微型计算机IBM-PC/XT

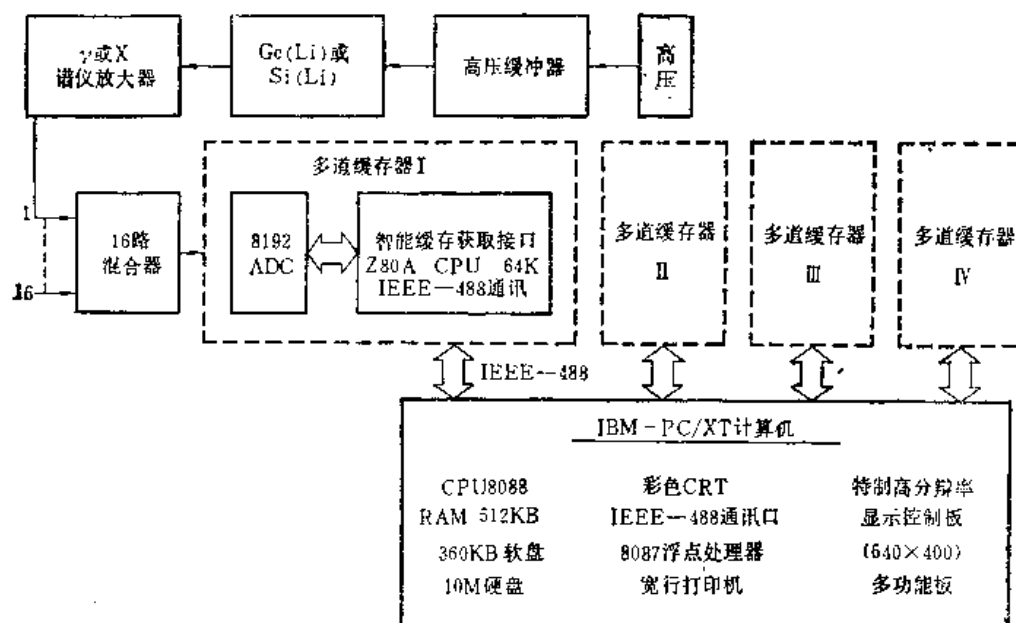


图6.2.29 系统实例的硬件配置

为核心部件, 加上8192ADC、智能缓存获取接口构成微机多道分析器, 即是“ADC+智能缓存+通用计算机”的结构型式(见图6.2.22)。根据实验测量需要, 选择不同的探测器和放大器配置, 组成三种类型的谱仪系统: Ge (Li) γ 能谱仪、Si (Li) X射线谱仪、16路的 α 谱仪等。

IBM-PC/XT 微型计算机是准16位机, 8088CPU, 内存512K, 配用8087协处理器, 可适应大量数据高速获取的前后台工作, 还包括有特制高分辨显示控制板和彩色CRT、宽行打印机、软盘和硬盘和IEEE-488通讯口等。

系统中设计了标准多路智能缓存获取接口(简称智能接口), 它包括数据获取、智能控制和存贮、接口和主机的通讯口(含有Z80A CPU, ROM和RAM等芯片)以及DMA控制器等。它与16路混合器相配, 可实现16路数据获取、存贮。而且每路可单独进行参数预置(例如设置数字偏置、道宽、分析范围和实时、活时、定计数、定面积、定积分等不同类型的停机条件)、获取的起始、停止。

智能接口与计算机的通讯采用标准的IEEE-488接口, 操作命令及参数的设置均由主机的键盘输入, 经IEEE-488并行口送到智能接口中存贮器, 再由Z80A CPU去控制接口硬件和软件进行工作。若要显示所获取的数据则也是通过IEEE-488并行口定时从接口中将数据传送到主机, 在CRT屏上进行显示。它可对每路数据进行显示和处理。智能接口中设有8192道3字节长度的谱数据存贮器, 在固化软件管理下单独完成数据的获取。系统可实现前台获取、后台处理的前后台操作。

系统的最大配置是可有4个ADC、4个智能缓存接口。在计算机内存中, 设有4个8192道的谱数据缓冲区, 通过IEEE-488总线, 计算机可与4个智能接口通讯, 而每个智能接口又可接收16路输入信号, 这样以IBM-PC/XT计算机为中心, 可组成一定规模的能谱获取和处理系统。

本系统的软件配置包括IBMCA仿真软件、智能接口管理软件和能谱数据处理软件等部分。

(1) IBMCA仿真软件

IBMCA仿真程序是在IBM-PC/XT机上运行的, 为能谱获取和处理系统编制的功能驱动软件, 它主要用来完成测量参数预置、数据收集显示、谱数据预处理和各种输入输出功能。例如包括有:

数据获取的管理: 各路获取启动、停止、参数预置。

谱形显示的管理: 线性/对数、垂直刻度的自动/手动、水平方向的扩展和压缩、谱形左右滚动、光标移动、ROI(感兴趣区)设置等。

谱数据的预处理: 平滑、寻峰、求净面积积分等。

谱数据的I/O: 谱形硬拷贝、数据存盘、打印输出。

通常在操作过程中, 每按下一个专用功能键就启动一段程序完成一个具体的功能, 这些程序支持各专用功能键完成系统的各种功能, 因此, 仿真软件也称之为系统的功能驱动软件。

1) IBMCA程序的逻辑结构

IBMCA程序的逻辑结构如图6.2.30所示。

整个程序采用树状结构。各部分功能采用可编辑软件功能键。可分为参数设置、数据获

取、显示控制、处理、输入、输出等分支，每个分支又根据不同的功能分出若干小分支，因此结构清楚、功能齐全。用户可以利用专用功能键和软件功能键实现功能选择。

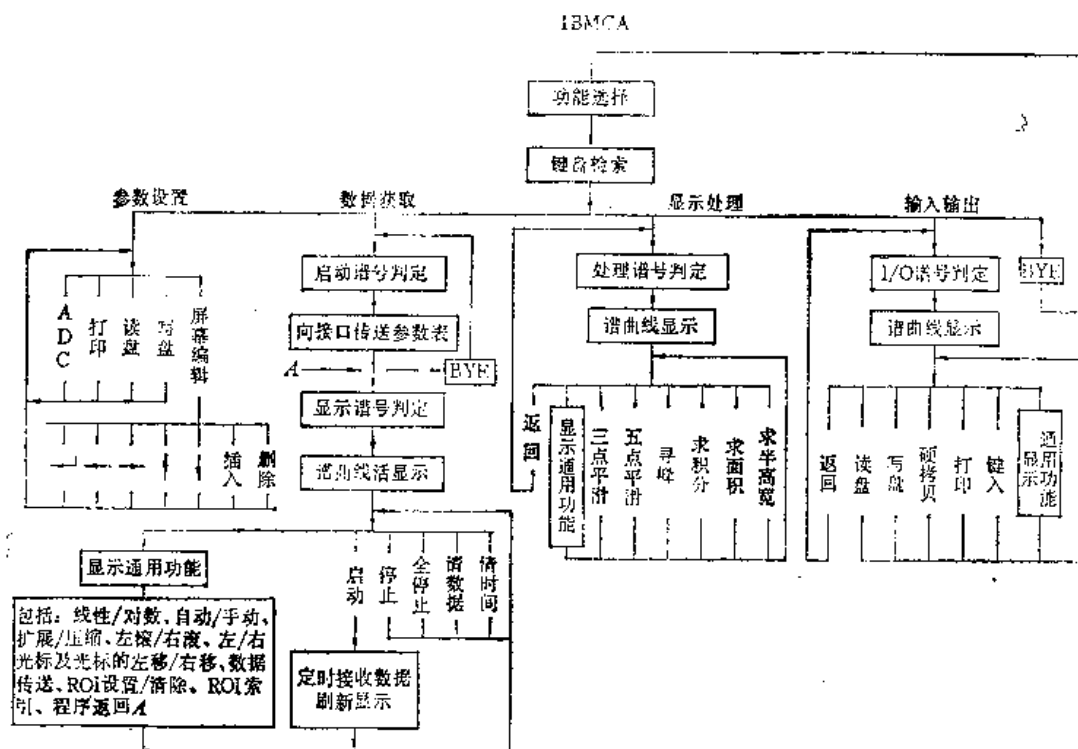


图6.2.30 IBMCA程序框图

参数设置采用表格方式，并用屏幕编辑方式进行填写修改，简单方便。由于要同时进行多个谱的测量(测谱数1~64，单谱长256~8192道)，参数设置不宜使用一般的人机对话，而采用表格方式。当选择参数设置功能时，屏幕上依次出现各路ADC的参数表，如表6.1所示。这时程序进入屏幕编辑状态，可任意编辑修改参数，程序退出时，即将屏幕对应显示区内的ASCII码换算成二进制数存入参数存储区，以备存盘或传送给接口使用。

表6.1 参 数 表

谱 号	谱 长	测谱方式	停机方式	停机条件	分析范围	道 宽	数字偏置
1 ...	2048	PHA+	LT	1000	2048	4	0

在数据获取分支程序中，首先确认同时启动测量的ADC号和谱号，然后即进入显示状态。其中测量参数表是通过IEEE-488向接口中的Z80CPU发出中断，并随之传给相应接口，在测量开始以后，程序进入活显示状态。这时，扫描键盘接受键盘命令以完成相应操作，接受相应接口中传送来的获取数据以更新显示。键盘命令和数据接收也都是通过IEEE-488与接口通讯完成的。

各功能分支都设有显示通用功能程序，即在数据获取过程、数据处理、输入输出时都可显示谱曲线，进行图形显示的管理。显示程序支持计算机系统中高分辨彩色显示板，提高了显示精度。由于已配有通用的水平行扫描CRT彩色图形显示器，因而不必为系统配置专用的CRT显示器，节省了硬件。

全部程序基本用8088宏汇编语言写成，其中谱数据预处理程序是用8087宏汇编语言编写，其执行指令时间较8088快15~100倍，大大提高了速度，实现了快速处理。

输入输出程序提供了各种手段进行谱数据的存取或修改打印，并能自动判断输入输出过程的错误，保证了原始数据的正确性。

以上程序全部模块化，应用时连接在一起，一次调入内存，在主机操作系统支持下运行。全部程序约有8088指令6000余条，程序占用20K。

2)能谱曲线显示方法和程序

显示能谱曲线是IBMCA的重要部分。在系统中每个能谱最多8192道，每道计数为0— $(2^{20}-1)$ ，相当于十进制数1048575，在存储器中，每道数据要占用三个字节(24位)，其中低20位用于存放谱数据，高4位用于存放显示标志信息，例如光标标志、加亮标志等。一般的图形显示器屏幕的几何分辨较差，本系统用的高分辨率图形显示器，在水平方向只能显示512个点，垂直方向只能显示128个点。水平轴表示道址，垂直轴表示计数，因此如何把最大8192的道数用512点表示，把最大一百万计数用128点在屏幕显示出来，这就是解决谱形显示的基本问题。

显示程序中首先要实现谱数据到显示数据的变换。在水平方向上，如何用512点显示8192道谱数据可有几种方法：第一种是隔点显示，即每隔15点显示一个数据点；第二种办法是图形显示区中每一点显示相应的相继16道数据的平均值或最大值。这两种方法的缺点是降低了屏上显示的谱曲线的分辨率。在IBMCA程序中采用每道数据都在屏上显示的方法，即在图形场每一列显示16个数据点，这样在512列的图形场中仍然可以显示8192个光点组成的谱曲线。由于显示屏上两列水平距离很小，实际上看不出这16个光点是在512列图形场的同一列上，还是在8192列图形的相邻几列上，能够获得类似由8192点显示谱曲线的视觉效果，通常这是在CRT显示器固有图形分辨比较高的情况下，广泛采用的一种效果较好的谱曲线水平压缩方法。为了完成垂直方向的数据显示，建立了每道一字节的图形场数据显示缓存区，在线性刻度时，用程序自动地检索谱数据三字节的有效位(MSB)。找出能容纳最高位的显示范围，可以确定显示刻度的量程，MSB随谱数据大小在变化，量程也可自动改变。然后在所指定的量程范围内，把谱数据转化为0~127之内的显示数据，即用移位的办法，把谱数据移位，得到自MSB开始，向下截取七位数据送到图形场数据显示缓存器，屏幕上垂直方向所显示的128个点，实际上就是数据显示缓存器中的代表谱数据大小的七位数据。若要用对数刻度，设法用程序将谱数据变换成对数值。在线性刻度手动量程时，实际上是改变MSB，这样送到图形场缓冲区所截取的七位数值也随之变化。图6.2.31给出用于垂直方向显示的简化流程图。

在实际中要显示的谱数据常超过512道，要用512点显示1024, 2048, 4096, 8192道谱数据，这就是前面提到的谱曲线的水平压缩。而在另外一些情况，如果要仔细研究某一些比较窄的峰区内谱曲线的形状，则要有水平扩展功能，把谱曲线上水平方向拉开，一般采用隔列显示的方法

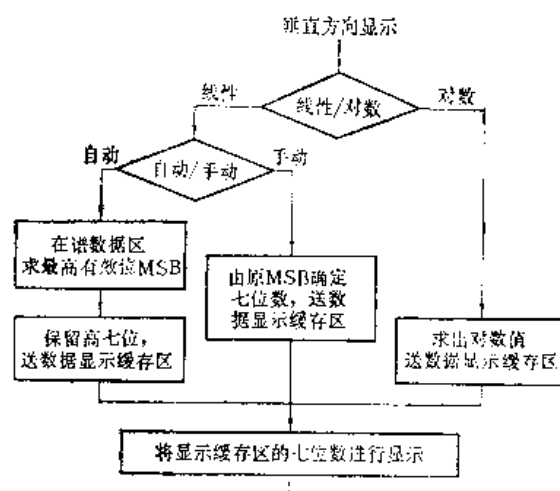


图 6.2.31 垂直方向显示的简化流程图

来实现,即在512列的周期场中显示道数小于512道,例如当显示64道数据时,每八列中的一列用来显示一个数据点,两个数据点之间有七列不加亮,是空闲的。当显示128道谱数据时,每4列中的一列用于显示数据点。被显示的谱曲线需要压缩还是扩展都由程序自动判定。在压缩的情况下,计算出屏上每列显示的光点数(用DEFH表示)。在扩展时,计算出每几列显示出一个光点,也即显示两个光点相隔的列数(用DENH表示)。用谱长确定DEFH和DENH值,调节它们的数值即可改变水平方向显示数据的疏密,实现谱曲线的扩展和压缩。同样,当改变水平方向起始道和结束道时,谱曲线将左右连续滚动。谱的水平扩展还常用于显示分区,例如取分区道数为256,要在512列的显示屏上显示某一分区的谱曲线时,必须把谱在水平方向扩展一倍。

一般在谱曲线显示时还设置两个特殊加亮或不同颜色的光标,称为左光标和右光标,光标的水平位置表示道址,垂直位置决定于该道数据的大小,在显示屏上分别显示出左右光标的道址和对应的数据,光标的水平位置又可以通过专用的“光标左移”和“光标右移”键来左右移动。利用光标可以设置感兴趣区,可以检查各道计数,设置停机条件,也可以决定水平扩展和压缩的范围,光标间的水平扩展和分区谱显示时水平扩展不同,光标设置不同时,扩展后的谱曲线所占的道数有很大的差别,可用程序来自动计算出每隔几列显示出一个光点(DENH),水平方向满刻度的道数值和扩展后显示数据的起始和终了道址,以使扩展后的谱位于显示屏的中央。

3) 软功能键

在计算机多道分析器中,为了操作方便,大都没有专用功能键盘。但随着系统功能的增强,专用键盘中键的数目增多,反而使操作复杂,制造也较麻烦,这可以用软功能键来解决。对于软功能键,每个键的功能是不固定的,而是由软件决定,它随程序分支不同可以改变。在所讨论的系统中,软功能键的功能是由计算机系统本身的自定义功能键完成的。在程序运行时,不断查询键盘,当某一个键的编码取至程序中之后,执行由该程序指定键服务程序,这样,在不同的程序运行状态中,同一个键可以运行不同的键服务程序,完成不同的功能。

图6.2.32给出一个实际系统的显示画面,除了显示图形和有关测量条件等现行状态的字符外,还提供操作者所需使用的功能键所应执行的功能。

在显示屏器的左边和下方部分给出功能键的定义。IBM-PC/XT键盘中的F1~F10为自定义的专用功能键,每个键都有专用的功能,其中F1——系统状态配置/显示, F2——感兴趣区设置和清除, F3——全程/扩展显示, F4——多道缓存/计算机内存数据, F5、F6——垂直量程减小或增长, F7、F8——水平压缩或扩展, F9、F10——光标左移或右移。用ALT键和0~9十个数字键组合成十个软功能键,它们的功能都在显示屏上说明,在不同运行状态同一软功能键可以完成几种不同的功能。例如用ALT键和数字2键组成的ALT/2软功能键在数据获取运行状态用于控制数据获取停止,而在数据处理状态用作求ROI的面积,此外在其它程序运行状态还可用于预置活时间或进行剥谱运算等。

(2) 智能缓存获取接口管理软件

智能缓存获取接口管理软件是固化在ROM中的汇编程序,它的功能与智能多道分析器软件相类似,主要管理内容为:

- 1) 1~16路获取数据的存贮;
- 2) 谱数据或显示数据向计算机缓冲区传送;

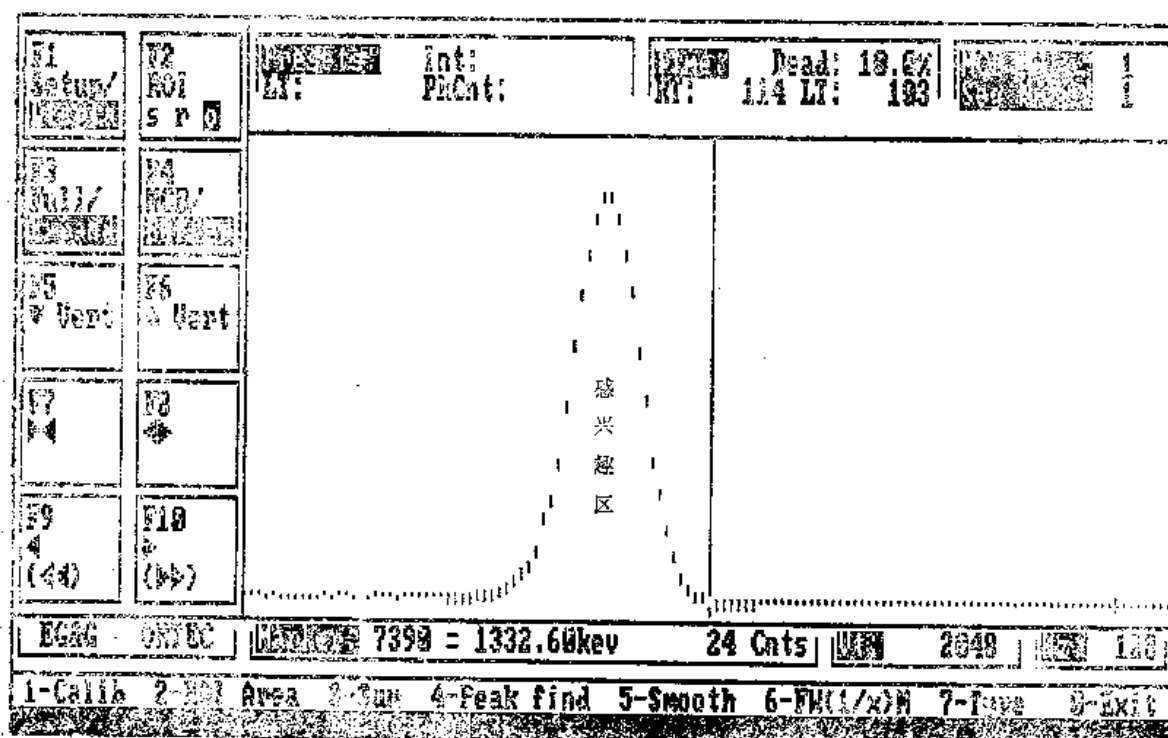
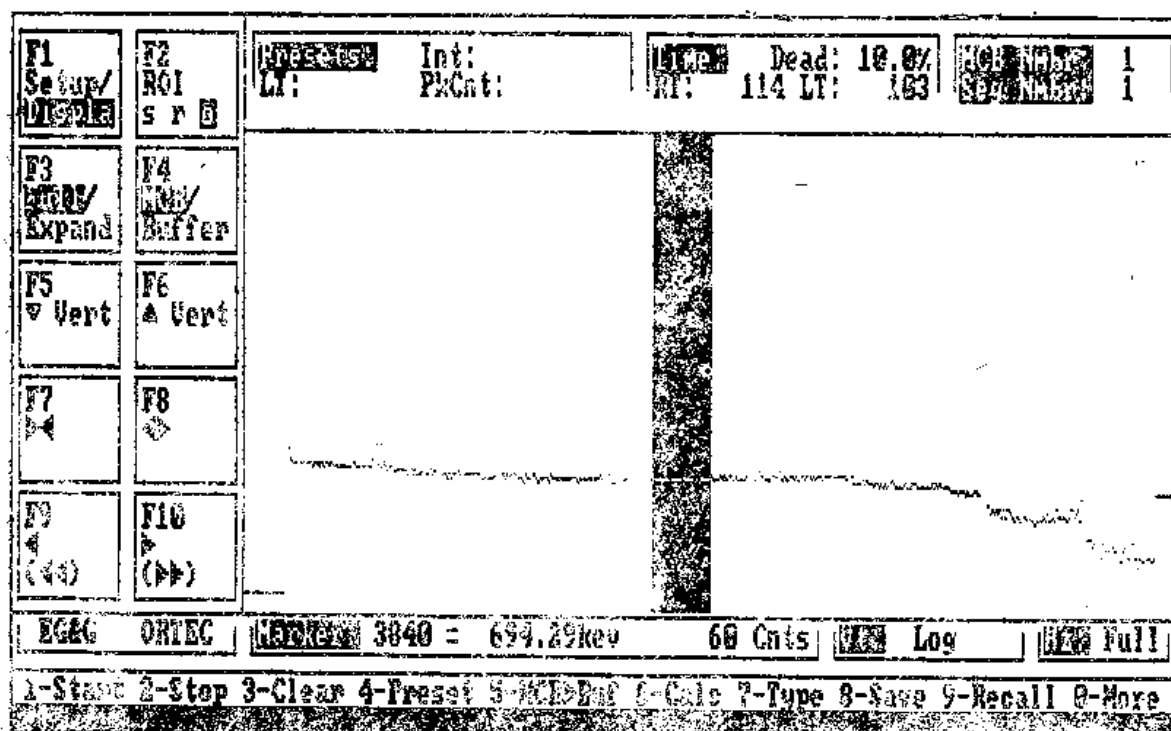


图6.2.32 在CRT屏上的显示画面

- (a) 在数据获取时的显示及软功能键定义
(b) 在数据处理时的显示及软功能键定义

- 3) 显示谱数据加工 (垂直线性和对数刻度, 水平方向扩展和压缩等);
- 4) IEEE-488或RS-232C通讯接口的管理;
- 5) 判定各路获取预置的停机条件;
- 6) 接收计算机对接口的管理命令、解释、执行命令;

典型的高分辨 γ 谱定量分析程序SPAS-G是用于分析以数据文件形式存放在磁盘上的高能分辨率 γ 谱数据。主要功能包括：测量系统的能量刻度、效率刻度、峰形参数刻度、谱数据的平滑处理、寻峰、重峰分析和净面积计算、核素识别和核素强度的定量计算，因此相应地有一套应用程序。

SPAS-G程序包括15个主程序，它们分别是：程序控制参数编辑程序，峰形参数刻度程序，能量刻度程序，效率刻度程序，寻峰程序（配置各种不同寻峰的方法供选用，并包括数据平滑功能），自动划分峰区程序，三个求峰面积程序（共配置三种不同计算峰面积方法的程序供选用），拟合残差显示程序（显示一个峰区内原始谱曲线、函数拟合所得的谱曲线和每道的残差），峰识别程序，核素识别和核素定量计算程序，核素定量库编辑程序，峰信息库编辑程序，打印谱程序等。其框图如图6.2.33所示。

这15个主程序可以在键盘命令控制之下独立运行，其中一些程序可以勾链起来，顺次自动运行，从而构成一个完整的 γ 谱自动定量分析程序。

SPAS-G程序可以分析存放在磁盘上的15个谱，在磁盘上可存放五组能量刻度、效率刻度数据，六组峰形参数刻度数据，五个核素定量分析库，五个峰信息库。

通常把所获取的谱数据和在对谱进行分析所需引用的谱数据或参数组成一个个文件。例如在图6.2.33中，程序控制参数文件包含有程序运行过程中需要引用的参数，控制程序的运行方式和选择不同的数学方法；六个峰形参数刻度系数文件用来存放峰形参数刻度的结果；谱数据文件则存放15个谱的数据；还有存放对15个谱数据分析的结果，给出峰位数据、峰区道边界、各个峰的净面积等数据文件。

整个SPAS-G程序都是在程序控制参数表控制之下运行。用户可以通过控制参数表编辑程序，对参数进行设置、修改，以实现SPAS-G程序的控制。参数表的内容包括：程序的运行方式（自动执行还是通过键盘命令），寻峰方法，计算峰面积方法，求峰形参数方法的选择，以及包含在程序运行过程中所需要引用的参数选择。例如平滑次数、刻度数据文件号码、峰信息库和定量分析库的号码等等。当SPAS-G程序以“自动”方式工作时，寻峰、划分峰区、函数拟合解谱、求各组分峰净面积、核素识别与定量计算等工作不需操作员干预依次自动地执行。

γ 谱定量分析是指对一个未知样品进行分析，定出其中含有各种核素名称及活度。所以在进行分析时，首先在谱中寻峰，如果谱内有相邻很近的峰，还需要进行重峰分析，计算出组分峰净面积，由能量刻度求出峰位能量后，在峰信息库内进行检索，找出每个峰可能属于哪种核素（包括半衰期，各验证峰的能量和产额）。然后在核素定量分析库文件中按核素的名称进行检索，按定量分析库文件中各个验证峰的能量核对被分析样品谱中是否存在验证峰，如果存在，确认样品中存在该核素，然后由探测效率及主峰净面积求出该核素的活度。

§ 3 通用的核实验数据获取和处理系统

在核物理实验研究中，随着实验技术的发展，实验规模也越来越大，要求快速地对获取的大量数据进行处理，经常同时使用多套的核电子仪器及数据获取和处理设备，从多个信号源来获取数据，并同时对各方面来的数据进行比较、加工和处理。为了更有效地发挥各个设备的能力，进一步实现核数据自动获取和处理，要求把更多的设备进行有机的组合，构成一个

完整的系统。这个系统通常是由核电子仪器、微处理器或微型计算机,较大型计算机联接成实验测量系统,也就是以计算机为中心的多用户、多维参数的通用核实验数据获取和处理系统。

本节将简述多参数谱数据获取方法,并从系统的基本要求考虑,介绍一些核物理实验数据获取和处理系统的实例。

一、对核实验数据获取和处理系统的要求

在核物理实验和核技术应用等领域中,对数据在线获取和处理系统的要求可能差别很大,但可以概括为下面一些基本的要求,不同的系统,并非都满足下述所有要求,而是随实验的要求和规模而异。

(1) 数据获取包括由探测器读出物理事例数据、模拟量数字化、实时数据预处理、实时数据选择或压缩,并在最后把数据记录到磁盘或磁带上,作离线分析用。

(2) 对获取的数据建立直方图,并支持实时抽样显示及实验之后再显示。实时显示一般只显示部分直方图,不影响数据获取。

(3) 在线分析数据提供一个对数据流标准的存取方法。允许交互式用户随时进行数据分析并及时地对实验作出判断。

(4) 用主动和被动方式测试各部分的功能,对系统作出诊断,对数据流进行监测。

(5) 对探测器在使用环境中的性能检测。因为大型探测器系统常常被划分若干个成子系统,而且常常不在一处研制的,当探测器组装完成后,必须能适应于多个用户同时在不同的子系统上进行调试和刻度的需要。如果元件失效,必须能诊断出来,并使其对系统影响最小。

(6) 数据库管理把各种参数如通道刻度,环境条件都作为文件存放起来,能为其它所有任务及各级数据获取系统所利用,也可以为交互用户检索。

(7) 系统能对高压、供电、冷却进行控制,把这些参数送入数据库,并能为加速器控制系统提供接口。

(8) 由于实验进展和软硬件发展,面临着对系统的功能结构作扩充及改进。

一般说来,通用的核实验数据在线获取和处理系统包括:在线的核数据获取及实时的数据处理、监测、控制等功能。

二、多参数谱数据的获取方式

在核物理实验测量中,一般说来,核过程不只是由单一参数来表征,即使象包含同时具有两种辐射的简单核发射过程,也必须同时测量两者的发射角度和发射能量。又如,在对核反应的研究中,要对表征核反应过程的相关联事件进行测量,经常遇到要记录能量 E 、起始时间 t_1 、终止时间 t_2 、上升时间 t_r 、能量损失 ΔE 等多个参量的概率分布,这就是多参数谱数据的获取。

多参数谱中的每一个地址码称为标码,它是各维参数地址码的组合。例如一个三维参数的核数据获取系统,各维参数最大标码为1000,则标码最大为 10^3 。如果在计算机多道分析器中获取单参数谱时采用直接选址型方式,则要求计算机内存中数据区的单元数与最大

标码相等,就要开辟一个 10^3 单元的数据区,这在目前的技术条件下显然是不可能的。因此,在多参数谱的数据获取中,面临的一个主要问题是大标码场的记录问题。目前已发展了三种对多参数谱数据的获取方式:事件记录方式、数字窗方式和联合存贮型方式。从系统的硬件结构看,它们都是使用数据缓冲存贮的办法来获取标码数据,然后再由程序作实时处理。三种不同方式的数据获取区别在于对已记录标码数据的检索和处理方式不同。

为了提高获取数据的速度,减少漏计数,一般都开辟两个或两个以上的数据缓冲存贮区,当一个缓冲存贮区用来接收标码数据时,计算机对另一个已经记满标码的缓冲存贮区可进行处理,这样利用缓冲区的轮换,使接收标码与处理标码数据可以同时进行,大大减少了获取过程等待计算机对标码数据的检索处理时间。如图6.3.1所示,对大标码场的数据获取一般采用先缓冲后处理的办法。适时处理的内容和算法完全由程序所决定,这样的做法有很大的灵活性,只要修改对已记满标码的缓冲存贮器数据的实时处理软件,就可实现不同方式的数据获取。

1. 事件记录方式

它是把每一个被测物理事件的标码都记录下来。数据在存贮器中的位置是按事件先后次序排列的,占用存贮空间的大小与事件的总计数对应,由于构成多参数谱的事件总计数很大,需要使用大容量存贮器如磁盘、磁带等。当数据缓冲存贮器已记满标码时,计算机就把它转存到大容量存贮器中去。

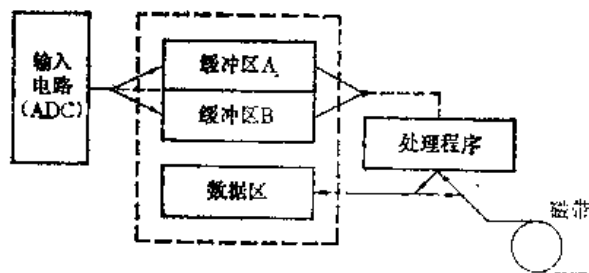


图6.3.1 先缓冲后处理系统

在事件记录方式的数据获取中,只是把每次事件的标码记录下来,并没有对标码进行分类和每种标码的计数统计,通常是在获取完毕之后由计算机进行检索分类,才能得到多参数谱。当然在事件计数率很低时,也可以在获取过程中同时对数据进行处理。事件记录方式的优点是对标码的长度没有限制,能够把很大标码场中发生的事件都记录下来,它对于参数很多的谱的获取是很适宜的。其缺点是在获取过程中由于不对事件分类,不能对谱随时进行观察。

有时在数据获取过程中需要加一些监视数据质量,进行数据修改方面的实时处理,监视数据质量处理的主要内容是对数据进行取样并加工,然后以各种必要形式给出显示。

2. 数字窗方式

它是对被测物理事件整个标码场进行分段获取数据。通常在大标码场数据中只有若干段是感兴趣的。所以在标码场内设置数字窗,每次能获取的只是预先给定的数字窗内的标码数据,舍弃落在窗区间以外的数据。为了实现数字窗预选数据获取,计算机的内存除了要开辟两个区域作为记录标码的缓冲区外,还要开辟一个记录数字窗内标码数据的数据区。常用程序控制的数字窗方式,先把每个输入标码数据与窗数据进行比较,从而决定取舍。采用程序数字窗方式可以简便地在大标码场范围内设置多个窗区间,而且它并不排斥同时使用事件记录方式。

数字窗方式是一种处理大标码场数据的有效办法。它可以节省数据内存空间,而且使结构更为紧凑。但是它每次实验只能获取一定标码区间内的数据,无法得到整个标码场的谱形,而且在实验结果未得到之前,必须估算出数字窗的范围。

3. 联合存贮方式

这是在大标码场情况下实时数据处理的另一种有效的办法。在多维参数分析时,虽然有很大的标码场,但实际有意义的数据可能不是很多。它大多集中在标码场中很小的一部分区域。通常有意义的数据点就是出现几率比较大的标码数据,如果设法只安排存放高几率标码的计数,就可以在较小的数据区内容纳已被处理成谱的数据。由于系统中的标码和存贮单元地址失去了对应关系,因此为了标志输入事件,标码必须在数据存贮区中与所对应的计数联合在一起保存起来,因而构成了联合存贮的方案。图 6.3.2 给出联合存贮型数据获取存贮区的分配。

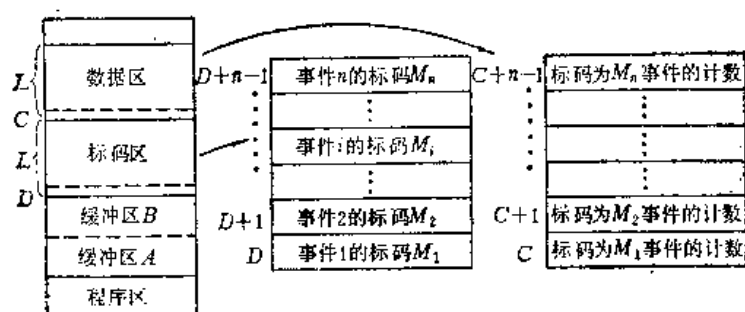


图 6.3.2 联合存贮方式存贮区分配

在联合存贮方式,通常可在计算机内存中开辟一个字数为几千的标码区,再开辟一个用来记录同类标码个数的数据区,记录标码存贮区的存贮单元地址与记录同类标码个数的数据存贮区存贮单元地址一一对应。设标码区的起始地址为 D ,数据区的起始地址为 C , C 单元存贮的数据就是存于 D 单元标码的个数。同理, $C+1$ 单元的计数对应于 $D+1$ 单元记录的标码个数,以此类推,数据区的存贮单元就通过标码区的存贮单元与被测物理事件间接地联系起来。由于出现几率大的标码可能先被存贮下来,在数据获取过程中,可根据先到先存贮的原则进行记录,最先出现的被测物理事件标码将首先记满可用的存贮单元。标码区所记录的标码就是整个标码场中和多参数谱峰区相对应的那些数据点的标码,也称为高几率标码。在获取高几率标码时,还可对应获取高几率标码的计数。每当一个输入事件来到时,由程序把标码区内容检索一遍,并与输入事件的标码进行比较,如属已有的高几率标码就在数据区的相应单元累加一个计数,如果输入事件不属高几率标码,则不予记录。

联合存贮方式数据获取的关键是检索的速度问题。由于每接收一个标码就要在标码区进行一次检索,因此检索速度直接影响可达到的最高数据获取效率。使用简单的顺序比较法,在数据区内要找到对应标码存贮的位置,所需的比较次数的平均数等于高几率标码总数的一半,显然,这样的速度是太慢了,现已发展了多种加速标码检索的方法,例如树形检索、伪随机码变换联合存贮检索等方法。

在核谱测量中,除了有感兴趣的谱峰外,还会混有大量的本底噪声。由于谱峰出现的几率高,因此采用联合存贮的办法可以自动地剔除噪声,但如果本底计数比较多,本底强占标码区的几率也大,可采用一些专门剔除本底噪声的措施。

联合存贮方式的最大的优点是能自动地在较小的存贮区获取有用的谱峰。这在谱的峰很高并密集在标码场中很小一部分区域时,特别有效。与事件记录方式不同,联合存贮方式在获取过程中同时进行检索和分类,便于观察谱的获取过程。它也克服了数字窗的缺点,但是联合存贮方式获取的数据只是整个标码场中一小部分的谱峰,对于整个谱的分布并不能全面地

了解, 由于在内存中同时存放高几率标码和其计数, 因而内存的利用率不高。

三、多参数多用户数据获取和处理系统实例

由于系统的规模和设计随实验测量任务不同有很大差别, 这里仅通过几个实例说明多参数多用户数据获取和处理系统的一些特点。

1. 分布式多道脉冲分析网络系统

为了满足较大规模数据获取任务的需要, 完成多用户或多个实时测量任务, 常采用多机网络构成分布式的处理系统。所谓分布式处理是指由多个处理系统来共同协调完成整个作业的情况。此时, 作业可以由多个实时任务构成, 各个处理系统分别独立承担一定的实时任务, 最后由主计算机集中协调, 构成完整的作业。分布式处理系统的主要特点是子系统处理机分担了主计算机所必须进行的实时性处理任务。这就使系统具有更高的工作效率。至于主计算机要对数据作最后处理的具体内容是随具体系统而异。

图6.3.3给出由多个智能多道分析器(或微机多道分析器)和一台主计算机构成的一个多用户的数据获取和处理系统。由于数据获取和处理是由分布在各个用户的智能多道分析器和终端设备上进行, 因而也称为网络式或分布式的数据获取和处理系统。

在系统中每个用户有一台智能多道分析器和一台终端设备, 通过各个结点上的智能多道分析器完成不同的实验任务。例如进行 γ 能谱数据获取, 常规的数据处理如寻峰、求净面积、进行核素识别, 而主计算机可对各个结点所获取的数据进行复杂的处理, 各个用户可以共享一台大计算机的硬件、软件资源。

现在智能多道分析器或微型计算机多道分析器的价格较为便宜, 一般的实验室都有能力购置。但是速度快、容量大的通用计算机, 特别是一些外部设备, 如大容量磁盘、磁带机、图形显示、硬拷贝设备等的价格仍很昂贵, 而这些设备大多是核数据和处理系统所必需的, 因而, 把智能多道分析器或微型计算机多道分析器与大型计算机连结后, 构成分布式获取和处理系统, 使多用户共享资源, 以充分发挥设备效用, 是很有实际意义的。

2. 多级计算机构成的分布式数据获取和处理系统

图6.3.4给出一个用于重离子核物理研究领域中的通用实验数据获取和处理系统。

随着加速器能量的提高和实验技术的发展, 在重离子核物理研究中, 测量的参数和数据采集量越来越多, 一般核反应实验同时测量的参数可达40~50个, 而在束实验则多达数百个, 一轮实验采集的数据多达亿计。为完成大数据量、高计数率、多参量的同时获取以及实验过程的实时监测, 必须配备以计算机为中心的容量大、速度快、具有监控功能的在线数据获取系统。它的任务是收集实验获取的数据进入计算机存储器, 以事件记录方式写入磁带; 在此同时, 按实验要求将全部或部分数据作简单处理后, 对所得到的各种谱曲线作随机显示, 以

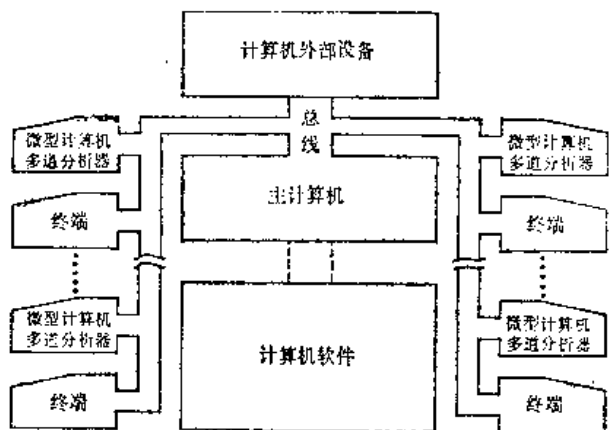


图6.3.3 分布式获取和处理系统示意图

调试实验条件或监视实验进程，或将积累的谱数据写入磁带；在实验结束后，将记有数据的磁带读入计算机，通过专用的软件对这些数据作细致的物理分析，得到最后的物理结果。这一阶段使用的设备也就是离线的数据处理设备，一个典型的实验使用计算机的离线分析周期可长达数月甚至一年。显然要求容量较大，速度较快的计算机来进行在线数据获取和离线分析处理。

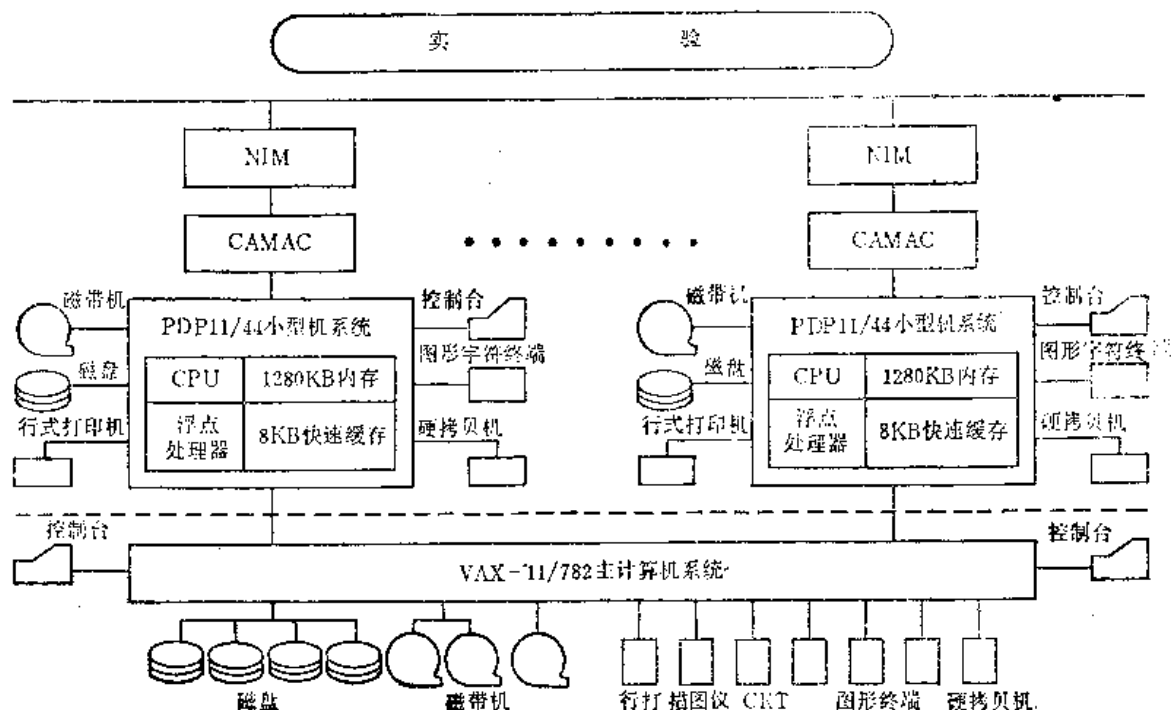


图6.3.4 一种通用实验数据获取和处理系统

如图6.3.4所示，数据获取系统是以PDP-11/44小型计算机为中心，配以CAMAC型接口，按实验测量要求选用NIM和CAMAC插件。PDP-11/44机有足够大的存储容量保证了各种测量谱数据的累积，扩充了实验监视的自由度，有六容量的磁盘分别存放用户程序、操作系统、常用命令和实验数据。CAMAC接口的采用保证了系统有较大的通用性和灵活性。

系统有较强的在线数据获取、记录、监视、控制和实时处理的功能。数据获取功能包括：多参数的获取，每个事件包含的参数量为几十到几百个；能同时进行几个到十几个不同类型独立事件的获取；能按列表方式、多定标器方式、幅度分析方式来获取数据；能进行多路输入多个谱数据的直接收集；能按事件记录方式记录和累积谱数据送到磁带或磁盘。该系统能根据用户命令作随机单参数或双参数谱显示以作实验监察；控制实验数据获取的起停、清除、转送等；在实验条件上还可控制加速器的束流遮断、换靶和移动探测器位置等；对谱数据的简化和分析，如部分数据的分析、数字窗选择所需的区域、数据变换、寻峰、估计本底等等。这里采用前级计算机来缓冲存储数据可以保证高的数据获取速率，并有一定的数据处理功能，而价格昂贵的中央主计算机（例如VAX-11/782）可不受实时数据获取的牵制，提高系统的经济性；中央主机计算机的多用户功能保证多个实验数据处理的同时进行。

图6.3.5给出一个有代表性的低能核实验分布式数据获取和处理系统简化框图。它是为强

流脉冲中子源装置设计的系统，可以支持12—15个数据仪器装置，同时进行中子散射及受快中子照射的辐射损伤等基础研究的数据获取及处理。该系统易于操作，且能适应多种实验要求。

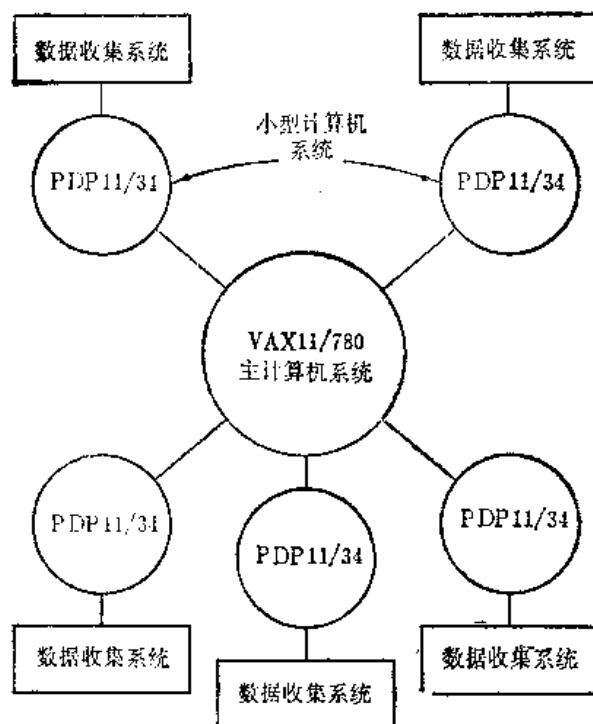


图6.3.5 强流中子源装置上使用的分布式系统

对系统的要求首先是要有足够大的存储器存放多维直方图数据。以中子散射实验为例，探测器被排成一维或平面阵列来测定位置信息，与此同时还使用飞行时间法来测量中子源到探测器所需的飞行时间。如果位置探测器包含 n_d 个单元，时间划分成 n_t 个单元，则直方图数据容量要有 $n = n_d \times n_t$ 个道。以一个实验装置为例：探测器阵列有320只，时间道数划分为8000，因而构成二维直方图便是2.6兆道。由此可见多维直方图常常要求巨大的存储器。当然，在很多情况下，直方图不要分得很细，可以把探测器组合起来。

在数据获取过程中还需要实时显示当时的数据，而且用户能根据需要及时控制或修改实验有关条件。除了直方图显示外，还应有 $X-Y$ 平面密度显示， $X-Y-t$ 直方图显示，对存放的数据及各级分析后的数据图形显示及硬拷贝输出等。

在数据获取过程中能对数据作标准化、背景剔除、单位转换等处理。用户能看到处理结果，并把原始数据或校正后的结果与以前的实验结果或者计算结果以图形方式相比较。数据获取完毕还可对数据作一些处理。

图6.3.5所示的分布式多用户数据获取和处理系统是采用星形结构，共有5个数据子系统都连结到主计算机（VAX-11/780）上。每个子系统又由数据收集系统和小型计算机（PDP 11/34）构成，因此可以用小型计算机来处理数据采集、控制、图形显示，并在实验过程中对数据作简单的操作。子系统与主计算机之间有快速的数据传送连接，大容量存储器系统（磁盘、磁带）显示及其它外部设备均为主计算机所有，但为各个子系统共享。

每个子系统内的数据收集系统可有CAMAC插件、微处理器和接口电路等组成。飞行时

间在CAMAC插件内转换成数字,由微处理器控制收集数据,并把数据处理成直方图数据,用户与子系统的对话是用一台PDP11/34实现,用户可通过命令来设置一特定实验的表,也可用命令对系统进行诊断及维护,控制子系统中各个设备的操作。

主计算机VAX11/780用来作复杂的数据分析。它包括1兆字节的RAM、浮点运算器、600兆字的磁盘驱动器,800/1600BPI的带、绘图打印机、图形显示终端等。各个子系统传送来的数据按用户程序进行分析。处理后的数据可以输出到各种设备或送回子系统作进一步分析。

§4 在自动化测量与控制中的通用接口和系统

随着计算机的发展和广泛应用,以计算机为核心构成了各种核实验数据自动测量和控制系统。在系统中,实现各种测量控制功能的仪器插件称为功能插件。它必须通过接口电路与计算机I/O总线联接起来,利用接口在计算机和功能插件之间传送数据和控制信息。功能插件种类和计算机型号不同时,接口电路也随之改变。在仪器插件的数量大和种类多的大规模实验系统中;或者在需要经常更换插件,改变测试任务时,接口种类的繁杂会给设计者和用户带来很大的困难,那么能否在仪器插件和计算机很不相同的系统中采用基本相同的接口系统呢?这就是本节要讨论的接口标准化,建立通用接口的问题。60年代产生和发展起来的CAMAC就是由核电子学领域首先提出的一种接口和总线标准,按此标准建立的CAMAC机箱、各种插件和CAMAC软件可组成CAMAC系统,它使核电子仪器与计算机的信息传输具有方便的标准途径,适应了中小型计算机在核电子仪器系统中广泛应用的需要。80年代,随着微型计算机的普及应用,为了解决NIM插件和计算机之间的信息交换,又发展了NIM数据总线标准,建立了GPIB接口和NIM/GPIB系统。

一、CAMAC系统

1. CAMAC系统的基本特征和规定

CAMAC这一词可以理解为英文“计算机自动测量和控制”(Computer Automated Measurement And Control)的缩写形式。但就实质而言,CAMAC是表示了一种标准化的

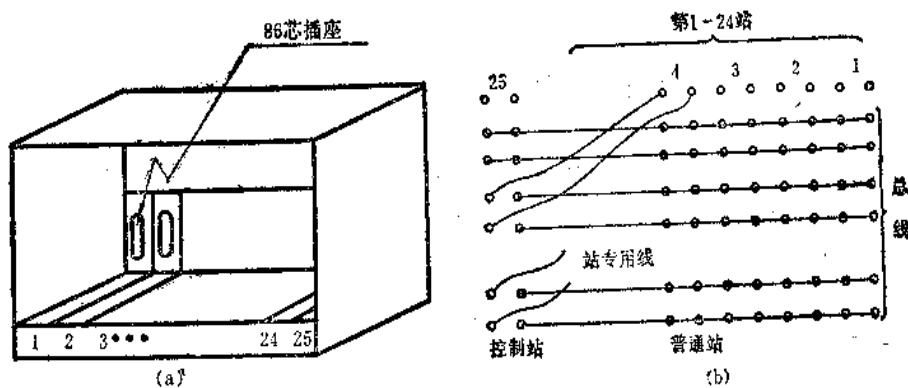


图6.4.1 (a) CAMAC机箱(站号自1至25)
(b) CAMAC机箱后视图的机箱总线

插件式仪器与计算机接口系统,或者说CAMAC是一种用于计算机和其它在线连接的设备之间交换数据和控制信息的硬件和软件标准。按CAMAC标准建立的系统称为CAMAC系统。

CAMAC系统在机械和电气性能上以及功能驱动和数据传送软件上都有标准化的规定。在机械结构上,CAMAC系统是以机箱形式构成的,每个机箱分成25个单位宽度,最多可插入25个CAMAC插件,CAMAC插件宽度可以是单位宽度的整数倍。在机箱后部有25个86芯插座,每个插座位置赋予一个号码,称为站号,如图6.4.1(a)所示,自左至右排列为1, 2, ……25号。插件插入机箱时,通过插件后部的插头与插座相联接,该插件也被相应地指定了站号,每个插件可以占有机箱中的一个或一个以上的站,在机箱背后,有许多联线把每个站的86芯插座上的触点联接起来,这些联线包括有数据线、控制信号线、电源线等,它们总称为机箱总线。

CAMAC机箱中的第1站至第24站为普通站,第25站为控制站。通常在机箱的第1至第23普通站插入CAMAC功能插件(包括模数变换器、计数器、寄存器等),双插宽的机箱控制器占用第24站和25站,它通过CAMAC指令控制机箱内各功能插件的动作,在计算机和CAMAC插件之间进行信息交换。

CAMAC标准作为核电子学仪器系统中第一代数据总线标准,其主要内容是规定了插件之间以及插件和计算机之间的信息传送方式,包括对机箱总线、机箱控制器、机箱总线对功能插件的要求都有详尽的规范。不同厂家的产品只要符合CAMAC标准都可以插入CAMAC机箱中和机箱总线联系起来,因此,可以很方便地改变功能插件的组合以建立各种测量和控制系统。

在近代核物理实验中,尤其是在大加速器上进行的高能物理实验,其实验规模庞大,不仅数据量大,数据源广,通道极多,而且分散在很大的空间范围,实验需要用的仪器插件和计算机之间的接口变化很大,CAMAC系统正是适应了这种需要而建立的。图6.4.2给出了数据获取和控制系统的示意图,它能接收探测器输出大量的、多种多样的电脉冲信息,承受很高的数据率,由CAMAC组织到一个简单的通道上进入计算机,而计算机能通过总线提供的控制信号,以对实验设备进行控制和测量各种数据。

CAMAC系统与前面讨论的NIM插件系统有所不同,它作为计算机在线使用的一种功能插件式仪器系统,应具有以下一些特征:

- 1) 它是用于实现信息与数字之间的相互转换,而不是用于进行脉冲信号的放大、成形等信号处理。
- 2) 它具有简单的指令系统。在计算机控制下,它能实现一定的指令操作。
- 3) 它具有“双面向特征”的接口作用。它既面向电子学仪器设备,通过CAMAC系统的各种插件送出和接受电脉冲信号,又面向电子计算机,藉助CAMAC机箱控制器实现数据与控制信息的变换。

- 4) 它带有一个具有广泛功能的数据传输通道——机箱总线。每个功能插件直接与标准的机箱总线相连接,机箱总线的标准与插件种类、计算机的型号都无关,因此建立了以标准

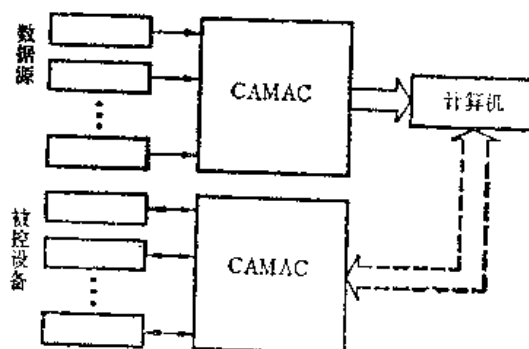


图6.4.2 数据获取和控制系统示意图

方式与计算机交换信息的插件系统。

2. 机箱总线

CAMAC机箱总线是用来在机箱控制器与CAMAC插件之间传送数据、操作指令、状态信号及分配电源。CAMAC系统的设计思想是把计算机中常用的所谓“总线”结构引用到仪器系统。为了与计算机习惯用的数据总线（或数据通道）相区别，把传送数据、控制信号、电源的总线称为“机箱总线”（或机箱通道）。

机箱总线中的信号线具有两种联接方式：一种是总线联接方式，即把各站插座中同一编号的接点互相联接起来，这样的信号线称为总线；另一种是单线联接方式，即控制站的一组接点，和普通站相同编号的接点分别联接，这种连线称为专用线（参阅图6.4.1(b)）。每条总线或专用线上传送一种信息，因而每条信号线都有固定的功能，例如，规定有24条站线，它是从控制站24个不同接点出发，接到各个普通站的相同编号的接点。每个普通站占用一条。除了请求注意线LAM和站号线N外，都采用总线联接方式。机箱总线上各种信号线分类如下：

(1) 24条站号线N(i)（即有N1、N2、……N24）用来指定24条普通站。一条线指定一个站，由机箱控制线中的站号译码器输出信号分别加到各个站号线，当站号线N(i)上出现“1”电平，机箱中第i站被寻址。

(2) 4条子地址线（A1、A2、A4、A8）用来指定受控插件内部执行操作的局部地址。它给出4位二进制码，代表16个子地址信息A(0)~A(15)，由于它是总线结构，子地址码加到所有插件上，但是在站号线配合下，只有被寻址的站N(i)才能接收子地址码，确定在一个局部地址进行操作，一个子地址号对应一个数据寄存器。

(3) 5条操作线（F1、F2、F4、F8、F16）。它们组成5位二进制码，用于定义32种类型的操作功能。由机箱控制器发出5位二进制操作码，被寻址的插件接收后，决定操作内容。操作功能分为数据传送和无数据传送操作两类，数据传送又包括读和写操作，无数据传送时，则传送控制信息。

(4) 读线（R1、R2、R3、……R24）和写线（W1、W2、W3、……W24）各24条。CAMAC数据字的字长是24位，需要24条线传送，读出和写入数据由CAMAC读字令和写指令分别控制，读线是用来读出插件的数据再送入机箱控制器；写线则用于把数据从机箱控制器写入普通站插件；因此读线和写线就是机箱总线中的数据总线。

(5) 状态信号线。有24条请求注意线（L1、L2、……L24），每个普通站都有一条请求注意线联到控制站，是专用线。当某个插件要求计算机为它服务时，在相应的L线发出请求注意（LAM）信号，并由机箱控制器接收，如果批准此请求，就转入相应的服务处理。

机箱总线中还有3条线用来传送插件中的状态信息。它们是响应线（Q）、忙线（B）、指令接受线（X）。Q响应线表明被寻址的插件能否响应指定的操作。若能响应，则Q=1，否则Q=0。忙线B表明机箱总线是否被占用，B=1则指示现正在被占用，各个插件在接到这一信号后关闭必要的输入和输出口。X指令接收线是表明被寻址的插件能否接受指令的操作指令，若能接受执行，则X=1，当出现故障或由于某种原因被寻址插件不能执行该指令时，X=0，控制器接受该状态后转入相应的处理。

(6) 公用控制信号线。这些线对所有普通站插件起着相同的作用，一条初始化线Z，一条清除线C和一条禁止线I。当机箱控制器发出Z=1信号时，所有在线插件中的寄存器都置

于预先给定的初始状态, 机箱总线的24条请求注意 LAM 线将清零, 所有的 LAM 请求被阻止。一般在CAMAC系统开机之后, 首先进行一次启动操作, 使各部件处于初始状态。当控制器发C=1时, 与C线相联的所有寄存器和触发器复位。禁止线 I 的作用由普通站插件自行规定, 当控制器发I=1时, 可以阻止有插件设计者规定的某些动作。

(7) 定时信号线S1和S2。在机箱总线操作期间, 控制器发出S1和S2两个选通脉冲。仅在S1和S2时间间隔内, 插件才能响应机箱总线上出现的各种指令操作。

在了解上述机箱总线的各个信号线后, 就可以进一步讨论机箱总线的指令操作。机箱总线的指令由一组信号组成, 用于通知插件执行完成一项规定的操作。它们大体上可分为两类: 机箱公用操作指令和寻址指令。机箱公共操作指令Z、C和I分别代表初始化、清除和禁止操作命令。这些指令信号通过机箱总线的Z线、C线和I线传送, 机箱内所有普通站插件将取用这些信号, 实现相应的操作。CAMAC机箱寻址指令具有规定的形式NAF。N是机箱内指定插件的站号, A是插件中数据寄存器子地址号, NA是指定操作地址, F是操作功能码。NAF寻址指令就是由沿着N线、A线和F线传送的一组信号组成的, 用于在N站号、A子地址号实现F码的规定操作。常用的寻址指令有从插件读取数据, 向插件写入数据以及控制操作。

功能插件的动作一般都在计算机控制之下进行, 由计算机发出受控器件的地址码(NA)和在该插件中执行指令操作的功能码(F), 这些决定插件地址和操作功能信息的码就是CAMAC指令, 机箱控制器在接收CAMAC指令之后, 在机箱总线上发出地址信息和控制信息, 被寻址的插件接受这些信息, 并完成操作码所指定的某种动作。当插件向计算机传送数据时, 数据首先由机箱总线传送到机箱控制器, 然后再送到计算机, 而在计算机需要把数据传送到插件时, 也需经机箱控制器加到机箱总线, 然后再送到被寻址的插件。从这里可以看到, 机箱控制器是机箱内各功能插件与计算机通讯的“中继站”, 而机箱总线就是在插件和机箱控制器之间传送全部信息的通道。CAMAC系统结构的主要特点就在于机箱总线提供了插件硬件之间的相互联接, 允许对插件进行数字控制。因此, CAMAC标准对机箱总线的规定是CAMAC系统硬件标准化的基础。CAMAC不仅对机箱总线的构成和功能作了规定, 并对机箱总线上信号传送的时间关系和电平标准都作了规定, 保证了各种插件之间的互换性。

按CAMAC的规定, 为了执行NAF所指定的操作, 每个插件也都设有子地址A译码器、操作码F译码器、状态寄存器及控制逻辑等, 这部分电路对各插件几乎是一样的, 也都可用标准化设计。但需要注意的是每个功能插件不需要包括所有的操作功能, 而是按照它的具体用途选用一部分操作指令。此外, 产生L请求和Q响应的条件, 各种插件可以有自己规定, 因此, 在使用一种插件时, 必须仔细阅读插件说明书, 搞清该插件的CAMAC指令和功能码的具体规定。

3. 机箱控制器和系统结构

CAMAC机箱控制器是系统的核心部分。在一个CAMAC机箱中, 机箱控制器和其它插件一起, 可以构成一个带有指令操作功能的电子仪器系统。在实验规模较大的场合, 常常将多台CAMAC机箱联接使用, 构成多机箱系统, 以便容纳更多的插件, 满足测量的需要。各机箱之间的联接方式基本上有并行方式和串行方式两种。采用并行方式构成的系统称为分支系统, 采用串行方式构成的系统称为串行系统。

机箱控制器和系统结构有关, 基本上可分别以下四类:

(1) 专用控制器 (U型控制器)。如图6.4.3所示, 带有专用控制器的CAMAC 机箱 可以作为一台外部设备联接到计算机的单总线上, 在CAMAC机箱中, 24个普通站分别沿着24条L线, 发出请求注意信号。这些信号在专用控制器中进行逻辑相加, 其输出可以用作请求计算机中断, 按照预先规定的优先级别, 对L请求源逐个进行处理。专用控制器直接面向计算机, 它是作为计算机的接口设计的, 因此, 不同类型的计算机将配用不同的专用控制器。

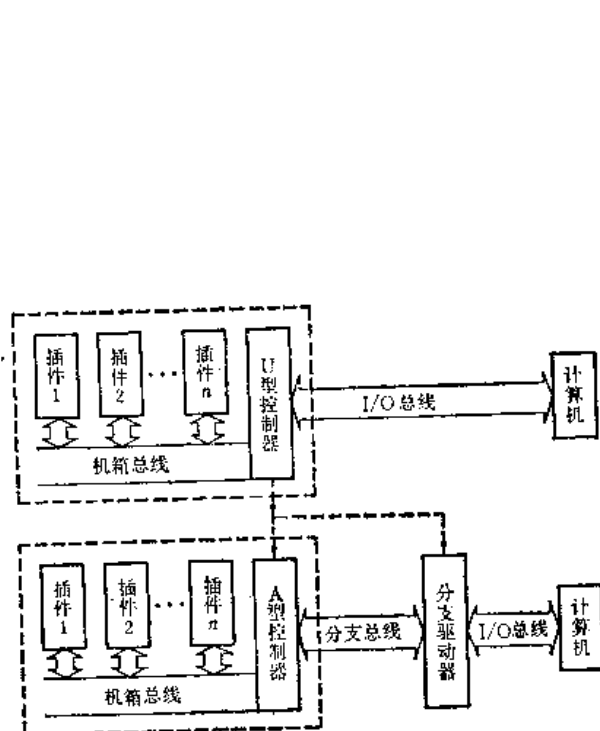


图6.4.3 专用控制器和A型控制器

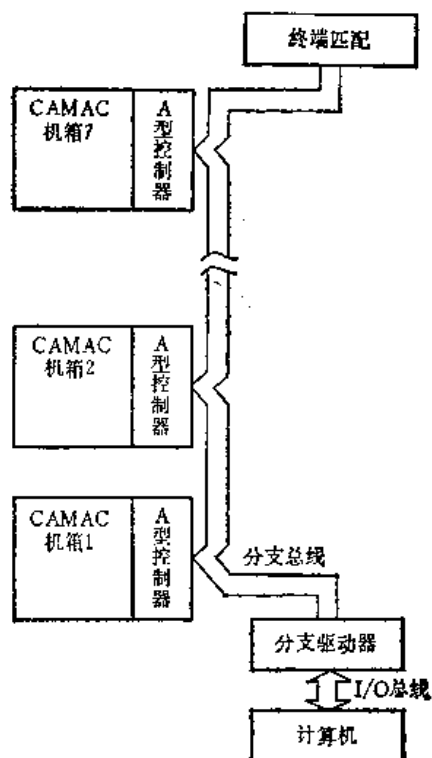


图6.4.4 使用A型控制器的CAMAC分支系统

(2) A型控制器。对上述专用控制器可以划分为两部分, 其中一部分面向计算机, 另一部分面向机箱总线, 把与计算机相接的部分分离出来, 单独构成一个部件, 用它来作为计算机和CAMAC机箱之间的接口, 称为分支驱动器。在机箱内留下的部分与计算机无关, 称为A型控制器。如图6.4.3所示, 如果把分支总线的设计标准化, 那末在使用不同类型的计算

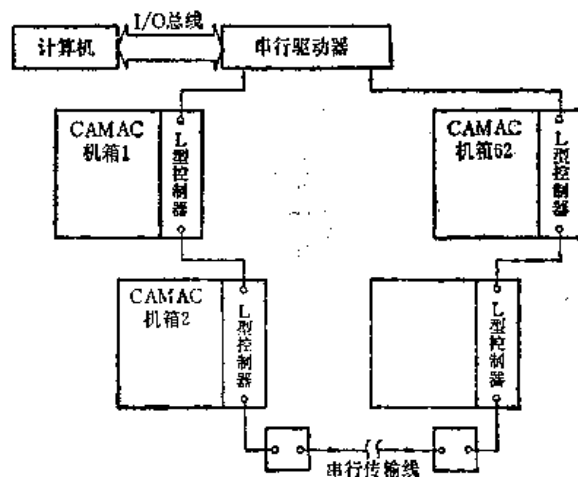


图6.4.5 CAMAC串行系统

机箱时,只需更换分支驱动器,而无需更换A型控制器。

对于CAMAC多机箱系统,若采用U型控制器,每个机箱都是计算机的外部设备,多台机箱就要求计算机提供多个接口。而在使用A型控制器条件下,每个分支作为计算机的一台外部设备,大大扩充了系统的功能。分支驱动器通过分支总线与多个A型机箱控制器相联。一个分支驱动器可以联接和管理7个机箱,如图6.4.4所示,这种多机箱系统又称为CAMAC分支系统。A型控制器则是广泛使用的一种多机箱并行控制器。

(3) L型控制器。它用于串联多机箱系统,也与计算机型号无关,经过串行驱动器与计算机相联,又称为串行控制器。图6.4.5给出多机箱CAMAC串行系统的示意图。

在CAMAC串行系统中,各个机箱用串行总线联接,构成单向型闭合环路。环路中包括有串行驱动器和串行控制器,最多可容纳62个机箱。每个机箱通过串行控制器上的输入/输出连到串行总线上,各种信息以串行码方式在总线上传送,从而大大减少总线中信号线的数量,适合长距离传送,利用串行系统可以构成大的实验网络系统。主要缺点是数据传送速度慢。

(4) 自治机箱控制器。用可编程控制器或微处理器作为机箱控制器。此时,CAMAC机箱不与外部计算机联接,而在自治机箱控制器的控制下独立工作,是一种自治系统。

4. CAMAC软件

CAMAC软件是CAMAC标准的组成部分。由于CAMAC本身是一种标准接口,所以其软件主要决定于所使用的计算机及其主语言。实际使用时,可将CAMAC操作编成一套子程序,由计算机的主语言(例如FORTRAN语言)调用,也可在主语言中插入CAMAC程序段。在1975年ESONE软件工作小组公布了IML语言,适用于CAMAC标准,称为CAMAC语言。它是一种中间语言,或者说是主语言的派生语言,可和主语言一起使用。

CAMAC系统作为计算机与大量探测器、传感器、电子仪器联接的接口系统,不仅用于核物理和高能物理领域,还在工业、医疗、交通管理等方面得到广泛的应用。但随着实验技术和规模的发展,例如,加速器能量不断地提高,探测器系统也发展得更加庞大、复杂,因而实验的数据量大幅度地增加,这就要求更快速的数据交换,系统更加灵活,易于扩充及有可分区性。CAMAC已不能适应这种情况。又由于微处理器和微型计算机的发展和应用,实验数据非得由中心计算机才能处理的情况已发生改变,分布式模块化多处理机系统相应地发展了起来,与之相适应的新一代总线标准——快总线也发展了起来。1982年,美国NIM委员会公布了“快总线”的试用技术规范。它是一种有分布式处理功能的快总线标准,数据传送速度比CAMAC提高一个量级;总线的字长由CAMAC的24位增加到32位,和现代计算机相适应;允许多个处理机并行工作,以满足分布式数据获取和处理的需要;任一插件都可作主设备或从设备,其地址与几何位置无关;具有很强的选址能力,系统的组织灵活等一系列优点。此外,在发展快总线标准的同时,也采用商业上的VME总线标准,它是一种多处理机总线的工业标准,有广泛的工业支持。VME总线和快总线具有许多共同特点,并由于生产量大,价格相对低廉,适合应用于高能物理实验。

虽然快总线和VME总线作为新一代的总线已经得到广泛的承认和应用,但CAMAC系统仍然在发展,并继续为人们所使用,而且考虑经济上的原因,已经大量存在的CAMAC插件仍会在适当场合继续得到应用,在一个实验系统中,会出现多个总线系统同时存在,并行工作的情况。

二、NIM数字数据总线和NIM/GPIB系统

1. 概述

在信号处理电路中普遍使用NIM插件, 1964年美国NIM委员会首次公布了NIM插件的技术规范, 这是一个相当成功的仪器模块化标准, 它的最初目的是使功能插件阵列组装成核仪器系统的过程变得容易一些。在NIM标准中, 只规定了机械特征、电源电压、信号标准和一个42芯的后面板连接器。NIM插件的出现, 结束了各种核电子仪器在机箱和插件的结构及尺寸上、电源电压及供电方式上、信号的输入输出电平及阻抗上的混乱状态, 使核仪器的面貌为之一新。NIM标准的建立和推广对于核电子仪器的发展起了很大作用。但是, NIM标准是晶体管分立元件时代的产物, 它提出较早, 并不能适应当今计算机发展的要求, 例如, 对于42芯的后面板连接器的技术规定是再简单不过了, 为了供电目的, 仅规定了有限个插脚的用途, 其余的都认为是“备用”的或是“保留”的。尽管对于42芯连接器可以重新进行定义, 但它和机箱的连线仍不适合于总线式的数字信号传送。

在应用电子仪器的许多领域中, 随着计算机的广泛应用, 由计算机和各种数字化、程控化的仪器构成的自动化测量和控制系统都相继出现。为了消除将各种仪器、仪表与各类计算机联接时, 由于互不兼容而带来的额外联接与经济开销等问题, 接口标准化愈来愈多地受到人们的重视。前面讨论过的CAMAC是核电子学领域首先提出和成功使用的接口标准, 它对应用电子仪器和计算机的其它领域也有很大的影响。但是CAMAC系统有较大的规模, 它更适用于大型实验测量系统或大规模生产现场控制等场合, 例如一个并行CAMAC分支系统可带7个机箱, 一个串行CAMAC系统则可带62个机箱。CAMAC系统难于充当一般中小型规模测量和控制系统中的通用接口系统。70年代初, 国际电工委员会(IEC)考虑制订新的合适的通用接口标准。美国的HP公司开发了称为HP-IB的总线, 1975年美国IEEE协会把它作为规范化的IEEE-488标准接口总线予以推荐, 1977年IEC对该总线进行了认可与推荐, 故又称为IEC-IB总线或GP-IB总线, 也就是国际上标准的通用接口总线。通用接口总线的实质是在互连成系统的各个可控制的电子仪器、仪表中提供一个有效的数字通讯总线。目前, 已有不少厂家生产带有通用接口的仪器。

在核电子仪器系统中, NIM插件迄今仍得到大量的应用, 例如放大器、甄别器……等插件是整个核仪器系统中不可缺少的系统段。NIM插件具有精良的屏蔽性能等优点, 使它在一些需要抑制噪声的场合起着重要的作用。然而, 随着计算机在核电子仪器系统中的广泛应用, 在NIM插件和计算机之间的通讯变得更为需要了, 这就要求NIM插件和计算机有相联接的接口, 用计算机控制NIM插件的性能参数, 实现自动调节, 例如, 用计算机控制放大器的增益、甄别器的阈值等等。

1982年美国NIM委员会对NIM插件定义一个数字数据总线的必要性和可行性进行了研究, 在多种选择中, 最实际的总线是采用IEEE-488-1978标准定义的通用仪器总线GPIB(即英文General Purpose Instrumentation Bus的缩写形式)。集中研究了GPIB适配于NIM的使用, 对其中不实用之处加以修改和补充。在1983年8月公布了“NIM数字数据总线标准”(NIM/GPIB)。按照此标准研制了新一代仪器插件, 称为NIM/GPIB插件。它是受计算机控制的插件, 也可称为CCNIM插件, 用NIM/GPIB插件代替传统的NIM插

件, 计算机通过 GPIB 总线控制插件的工作, 实现自动化测量和控制。

2. NIM/GPIB 的特点

在 NIM 插件中加上 GPIB 接口功能, 即构成 NIM/GPIB 插件, NIM/GPIB 功能插件中原有 NIM 插件的功能仍然保留。例如, 一个甄别器, 它的功能和指标皆符合 NIM 标准要求, 加上 GPIB 功能后, 计算机通过总线和插件交换信息, 调节它的某一性能, 常用计算机来设置和改变甄别器的阈值。所以, NIM/GPIB 功能插件的机械尺寸、电源、信号标准和 42 芯连接器都符合 NIM 标准, 只有与现在技术规范无抵触的一些特征才可以增加。同时, NIM/GPIB 功能插件的 GPIB 接口功能应完全满足 IEEE-488-1978 的标准, 只有一个例外, 即 NIM/GPIB 的 GPIB 联接器的方位不同于 IEEE-488-1978 的优选方位。

GPIB 接口功能由两部分来实现。一是在插件内设置实现接口功能的电路, 另一部分是通过插件后面板上的标准联接器与其它设备交换信息, 所以, 标准联接器就成为带有 GPIB 接口插件的重要外在标志。只要用 GPIB 总线把带有 GPIB 接口功能的设备互联就可组建成系统, 很方便地将插件联接到计算机或可编程控制器。为了便于设备之间的互联, 总线两端的联接器一面是插针, 一面是插孔。这就使采用这种接口技术组建系统变得异乎寻常地简单。

图 6.4.6 是一个在粒子和核物理实验中测量粒子辐射所致电荷量 (能量) 的 NIM/GPIB 系统示意图。其中放大器、甄别器、高压电源、电荷数字变换器 (QDC) 都是 NIM/GPIB 功能插件。系统控制器是一台微型计算机, 通过 GPIB 总线分别调节放大器的增益、甄别器的阈值, 并且可以根据实验需要, 用计算机来设置和调节高压电源的输出, 最后又从 QDC 功能插件中读出数据。

为了解决插件和计算机之间通过 GPIB 交换信息的传输格式和约定问题, 又利用 IEEE-728-1982 标准作为补充, 给出解决问题的优选方法。在 NIM/GPIB 系统中, 对 IEEE-728-1982 标准中编码和格式化约定的集合进行了选择, 形成了一个合乎 NIM/GPIB 应用中信息传递的子集。

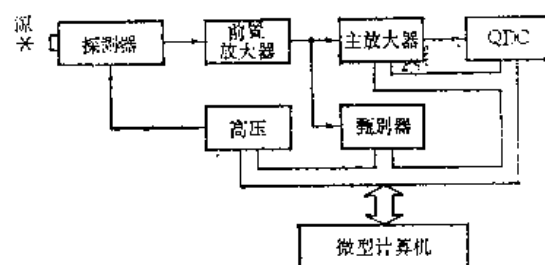


图 6.4.6 一个 NIM/GPIB 系统示意图

3. NIM/GPIB 插件的实现

(1) 机械特性及基本电性能

有关 NIM/GPIB 机械特性的唯一规定是电缆和联接器。GPIB 插座式的联接器安装在 NIM 后面板上, 由 NIM 标准中所指定的外加联接器的“自由”区域内。按 NIM 标准要求, 它只能是一个垂直定向联接器, 使得从插件后面看过来的第 1 号插脚应该在左上角, 这是与 IEEE-488 标准给出的优选定向是不一致的, 但对单插宽插件而言, 这是唯一的实际定向。

由于 NIM 机箱后部的空间限制, 在机箱内部应使用柔软的电缆, 如屏蔽带状电缆, 所用的电缆应尽量短, 一般不超过 0.5 米或更短。在 NIM 机箱和控制器之间, 或者在多个机箱之间互联时, 可以采用较长的电缆, 此时, 应采用 IEEE-448-1978 所推荐的联接电缆。

GPIB 总线是由联接器带上一条联接电缆组成。按 IEEE-488-1978 规定, 该联接电缆是 24 线的, 但 IEC625-1 规定联接电缆为 25 线, 其差别是后者增加了一条地线。对 25 线的电缆结构则用 25 芯插座联接器, 它包括 9 根地线和 16 根信号线, 联接线的外层有一编织式屏蔽

网,由它把仪器的框架外壳联接到总线上。图6.4.7给出IEC国际标准25芯针形连接器。

图6.4.8给出NIM/GPIB功能插件与系统控制器联接成系统的示意图。可以看到,它们之间联接是十分简便的。

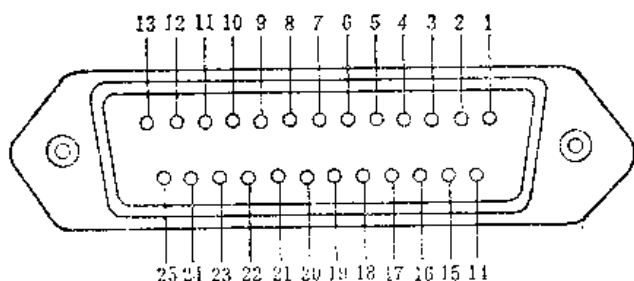


图6.4.7 25芯针形连接器接线图

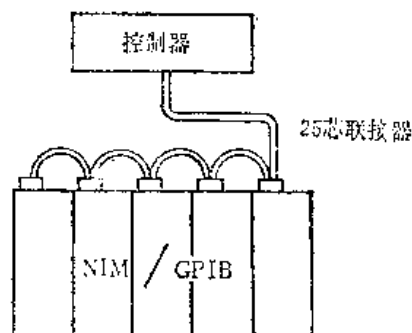


图6.4.8 功能插件与控制器联接示意图

总线上逻辑电平是采用TTL电平负逻辑,即逻辑“1” $\leq 0.8\text{V}$,逻辑“0” $\geq 2\text{V}$ 。总线上联接的设备,包括系统控制器在内,一般不超过15台。

信息传递方式是位并行,字节串行,这主要是指8根数据线,它与8位微型计算机相兼容,且宜于采用ASCII码传送信息。

数据传送速率可达到1M字节/秒,在许多实际系统中,典型的数据速率为1~10K字节/秒。它与系统总线的长度及所用的收发电路、控制数据传送的软件有关。

(2) 接口功能

在总线上的设备可能是各种各样的(包括各种功能插件、计算机或其它仪器等),但就其在总线系统中的作用可以分为三类:

1) 控者:控制其它设备的控制者。为挂在总线上的各个设备指定地址或发送命令,通常是由计算机来担任;

2) 讲者:发送数据到其它设备,将信息送到控制设备;

3) 听者:接受来自其它设备的数据,从控制器获取信息。

总线上不允许有两个控者或讲者同时工作,但可允许多个听者同时工作。在实际系统中,任何一种设备在总线上的作用,随着工作进程会有所变化,通常根据一个设备在系统中经常或主要的作用来命名它的类别,但要求一种设备不只是具体一种能力。例如,一个NIM插件作为讲者,它不仅具备“讲”的能力,而且还要有“听”的能力,而一个控者仅有控制能力显然不足,还要有讲和听的能力,在GPIB接口规范中把这种能力称之为功能。在设备和系统之间每一种交互作用就是一个接口功能。从实现自动化测量和控制的需要出发,在通用接口系统中规定了10种接口功能(见图6.4.9):

· **讲功能**:简称T功能。为发送测量数据、显示数据、指令以及表示设备内部状况的状态字节而设此功能。

· **听功能**:简称L功能。为接收从其它设备发来的数据、指令或状态数据而设此功能。

· **源握手功能**:简称SH功能。系统内各设备之间不仅要求能互相发送、接收信息,还必须保证信息传送的准确、可靠。源握手功能用来配合控功能及讲功能同步地发送接口或设备信息。

· **受握手功能**：简称AH功能。此功能与源握手功能相呼应，它配合听功能可靠地接收接口或设备信息。

· **控功能**：简称C功能。它负责指挥整个系统的工作。控者通过此功能向设备发各种总线命令，任命讲者、听者、接受中断请求、进行串行或并行查询、执行中断服务程序等。它也包括使系统进入初始化状态的功能。

· **服务请求功能**：简称SR功能。当工作过程中某个设备需要请求控制器服务时，通过本功能向控者发出服务请求。例如，在设备溢出、过载、出错等情况发生时都可发出服务请求，控制器用串行查询来确定哪一个设备请求服务。

· **并行查询功能**：简称PP功能。它是另一种识别请求服务设备的方法，由控制器定期地一次至少查询8台设备的情况，以能迅速作出判断。

· **远程/本地功能**：简称R/L功能。当设备的工作模式受面板开关控制时称为“本地”，远程是指由外部来控制设备的功能，一般是计算机通过总线给出控制信号。

· **设备清除功能**：简称DC功能。设备以此接口功能接收控者发来的总线命令，把一个、几个或所有设备置于一个预定的初始状态。

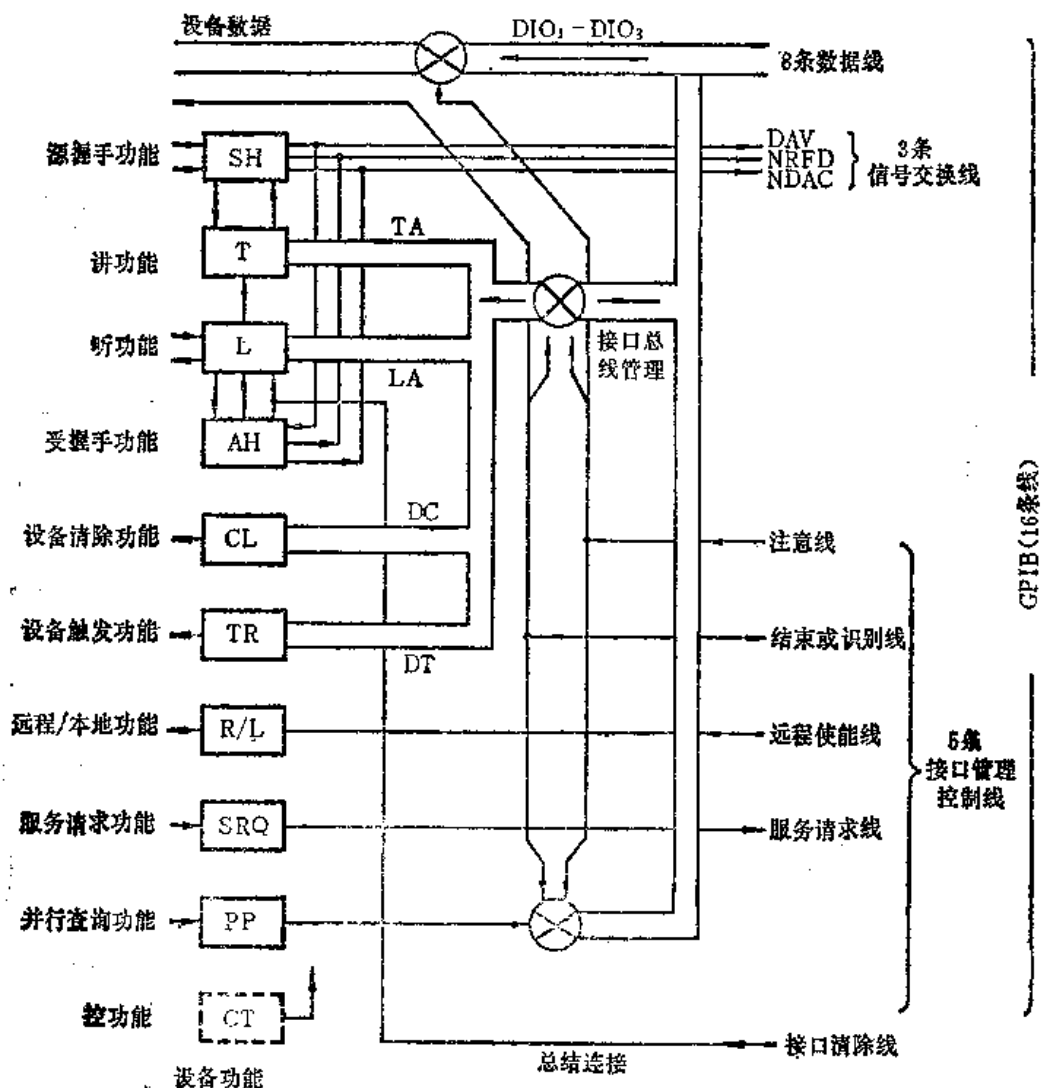


图6.4.9 GPIB接口功能示意图

• **设备触发功能：**简称DT功能。它是在接收控者发来的总线命令后，使一个或几个设备开始一次预定的操作。

上述10种接口功能并非对每种设备都是必不可少的。其中L、T、SH、AH和C功能是基本的功能。在研制NIM/GPIB功能插件时，可根据实际测量和控制的需要，设置必要的功能。例如一个实际甄别器DSC-NIM/GPIB功能插件所选用的接口功能是L、T、SH、AH、SR和R/L等功能。

如图6.4.10所示，插件通过 GPIB 总线经接口的“听”功能接收寻址命令，然后再接收数据代码，设置所要求的阈值电平。而表征甄别器内部情况的状态数据也要以约定好的格式编成数字代码，并通过接口的“讲”功能发送到总线上。甄别器上接收控者发出的数据要有AH、L功能，在向控者发送数据时要有SH与T功能。此外，它还应具有SR功能，在不受控者控制时，应恢复原有手动功能。

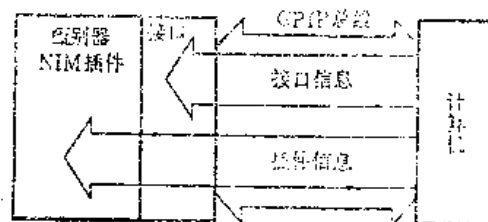


图6.4.10 甄别器、接口和计算机的工作关系

(3) 总线结构和信号变换技术

上面讨论的接口功能都要通过GPIB总线来实现。GPIB总线是由具有TTL电平的16条信号线组成。其中8条双向数据线、3条信号交换线和5条接口管理控制线。

• 8条数据线DIO₁₋₈用来传送设备命令、地址和数据。它既可传送 GPIB 接口的信息，又可传送与设备相关的数据。由于GPIB总线中没有地址线和完全的控制线，所有这些功能都由数据总线来完成，不同用途的区分则还可辅以其它线来控制。

• 3条信号交换线用来控制设备之间的信息交换。它们是DAV（数据有效）线，NRFD（未准备好接受数据）线和NDAC（数据未接收完毕）线。

• 5条接口管理控制线主要用以控制接口的一般状态，又称为状态控制线。它们是：

ATN（注意）线——此线由控制器驱动，用以指明DIO数据线上信息的类型，当ATN为低电平时，说明此时数据线上的信息是由控制器发出的接口信息（如有关命令、设备地址等），这时其它设备都只能接收。当ATN线为高电平时，则表示数据线上传送设备信息，这时作为讲者和听者才能使用数据线来发送和接收信息。

IFC（接口清除）线——此线由控制器建立，使系统置于已知的初始状态，它可作为硬接线的复位线。

REN（远程使能）线——此线也是由控制器驱动，当REN为低电平时，一切听者都处于“遥控”编程状态，即由外部通过GPIB总线来控制设备功能，而脱离所谓由面板开关控制的本地状态。

SRQ（服务请求）线——用来指出某设备需要请求控制器服务。

EOT（结束或识别）线——此线既可被讲者用来指示数据传送的结束，又可被控者用来识别服务请求来自哪一个具体设备。两者的区分由ATN来决定。前者是EOI为低电平，而ATN为高电平；后者是EOI和ATN都为低电平。

在GPIB总线上，数据字节的正确传送是由3条信号交换线来控制的，一般称为三线握手技术，它是GPIB的关键技术之一。

在3条信号交换线中，DAV线是由讲者控制的，NRFD和NDAC是由听者控制。

GPiB总线采用负逻辑，即各条线在低电平时有效。DAV线为低电平表示数据有效，NRFD线为低电平表示至少有一个听者未准备好接受数据，示意讲者暂不要发信息。NDAC线为低电平则表示至少有一个听者尚未收到数据，示意讲者暂不要撤掉信息。讲者设备和听者设备通过信号交换线进行联络，讲者利用其源握手功能由DAV线向听者发出“数据有效”的信息，而听者则通过其受握手功能向讲者送回“是否准备好接收数据”和“数据是否接收完毕”的信息。这个通过三条专用信号交换线交互反馈的通讯过程，保证了讲者设备只有在全部

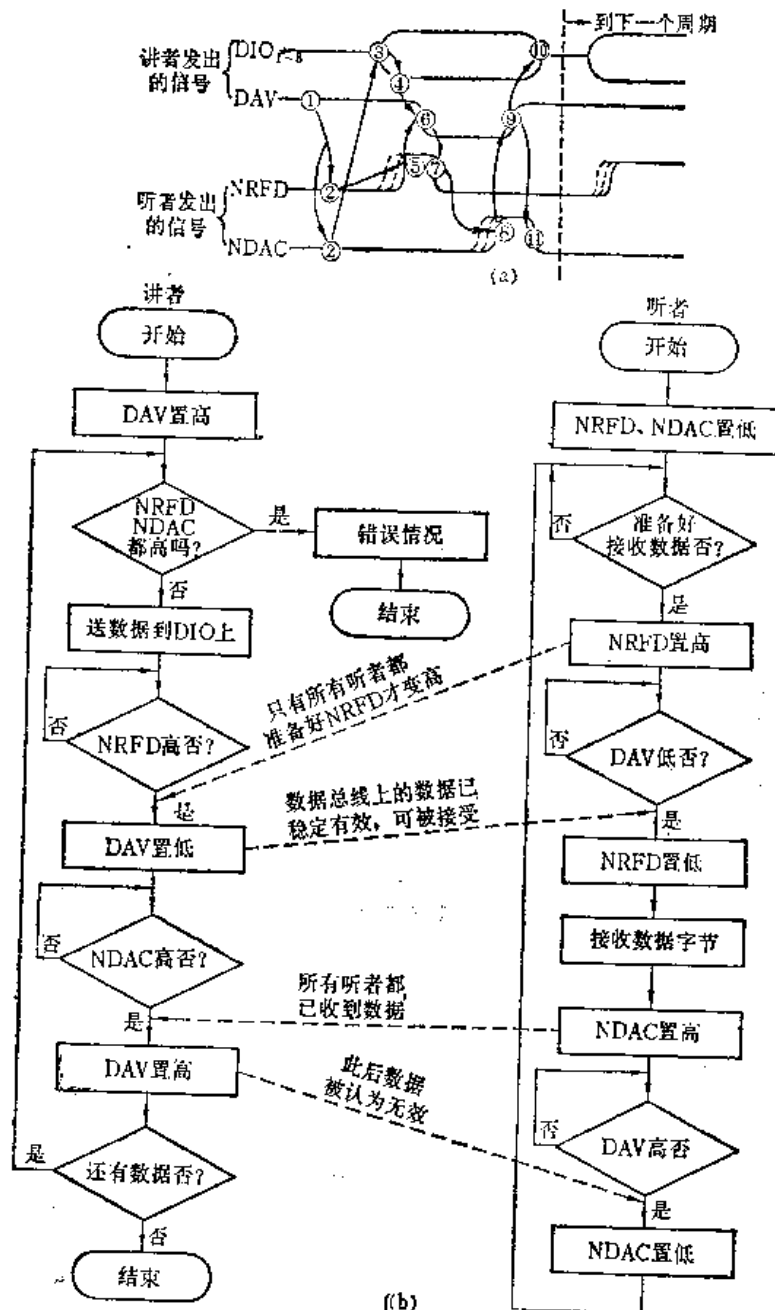


图6.4.11 三线握手定时和流程图
(a) 定时图 (b) 流程图

听者设备已准备好接受数据时，才会向数据总线发送有效数据，而且一直保留这组数据到所有听者设备全部收到数据时才予以撤销；而听者方面，不论它们的速度相互有否差异，都将

在全体准备完毕，并收到“数据有效”信号后，才从数据总线上接受一组已经稳定的有效数据。因而，这个通讯过程是严格可靠和准确无误的，它允许在 GPIB 总线上“快”和“慢”设备能同步地操作。

图 6.4.11 给出三线握手定时和流程图。在初始状态，讲者置 DAV 线为高①，听者置 NRFD 和 NDAC 线同时为低②，则将数据字节送到数据总线上③，当确认各听者已作好接收数据准备，即使 NRFD 线变高⑤，图中的虚线表示一个设备接着一个设备准备就绪接收数据。讲者使 DAV 线变低⑥，告知听者在数据总线上的数据有效。听者一旦识别到这一点，便立刻使 NRFD 线变低⑦，这表示在结束处理此数据之前不准备再接收另外的数据。这时，讲者又监视 NDAC 线，一个又一个听者接收数据，当所有听者都已将数据接收完毕，NDAC 线变高⑧，讲者意识到这一情况后，使 DAV 线无效⑨，并撤掉总线上的数据⑩，听者确定 DAV 线为高时置 NDAC 为低⑪，以便开始接收下一个数据，至此完成传送一个字节数据的三线握手交互反馈的全过程。它们在定时关系上有着灵活性，如果总线上是快速设备，数据传送速度就快，如果还有慢速设备，则会使过程进行得慢些，这意味着快速与慢速设备可同时挂在总线上，使得其中最慢速的听者与讲者达到同步，以可兼容的速率传送一个数据。

(4) 编码、格式和操作方式

NIM/GPIB 标准对仪器插件和计算机之间交换的数据、命令和响应的编码及其格式都有专门的规定，有关内容可参阅 1983 年 NIM 数字数据总线标准的文本。

4. NIM/GPIB 功能插件实例简介

图 6.4.12 给出可编程电源功能插件实例。它是用大规模集成电路来实现 GPIB 接口功能的电路。

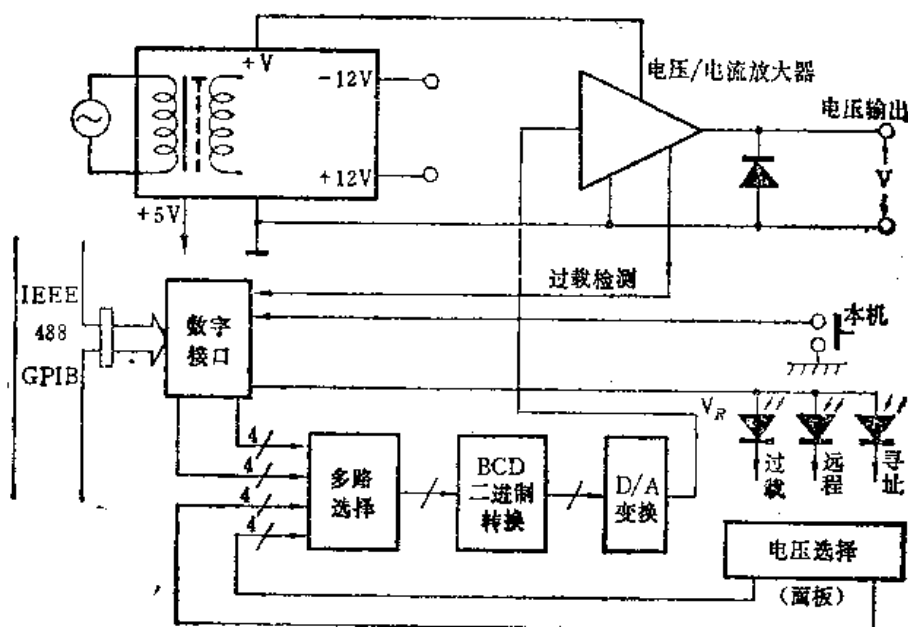


图 6.4.12 可编程电源的方框图

用计算机调节输出电压的过程如下：由计算机作为控者，经过 GPIB 接口向插件送出数字量，因为传送的数值数据是以十进制形式出现，作为 ASCII 字符传送，因此还需要辅助逻辑译码，即由 BCD-二进制转换器转换成二进制码，然后再送到 D/A 变换器，把二进制码变成模拟量，模拟量送入电压/电流放大器的输入端，得到所要的输出电压。

当电压输出过载时，有过载信号送数字接口电路的请求服务端SRQ，向GPIB总线发出请求服务的信号，以实现过载检测和保护。在前面板上还装有三个指示灯，表示电源处于三种不同的状态：过载、远控和寻址。电路中还设有“本地”开关，可以经数字接口向计算机发出请求，使得电源脱离总线控制，进入“本地”状态。此时为手动调节电压大小，使用面板“电压选择”开关，由开关设置的信息也是经过辅助逻辑译码，最后由D/A转换器的输出来控制输出电压。

以上仅对一个功能插件实例作了简单介绍，近几年来，NIM/GPIB功能插件已逐步推广应用，工厂已提供一系列产品，例如，谱仪放大器、计数/定时器、甄别器、高压电源、脉冲发生器等NIM/GPIB功能插件。它们既保持原来NIM插件的功能，又配上GPIB接口功能，可实现与计算机交换信息，进行自动测量和控制。在用这些功能插件和计算机组成的系统中，可自动调节放大器的放大倍数和成形时间常数，控制计数器的开始和复位，自动设置和调节上下甄别阈，实现高压电源的自动闭锁，脉冲发生器输出信号的可编程等等。NIM/GPIB功能插件尤其适合使用在由大量核电子仪器组成的实验系统或需要进行过程控制或遥控测量的场合，实现自动化的测量和控制，可大大减少人力和节省时间。当然，NIM/GPIB系统本质上仍然是人工测试的一种模仿，是用计算机有效地代替人们对NIM插件进行测量和控制。随着技术的不断发展，直接应用微机的智能化核电子仪器将会得到进一步的研究和广泛的使用，在充分发挥微机的效能的同时，将使测量和控制系统得以简化和改进。

习题与思考题

6.1 设有六级十进制计数单元构成定标器的计数电路，当输入信号计数率 $n=10^5/\text{s}$ 时，第一级十进制计数单元的计数损失 $\delta_1=1\%$ 。求：1) 当输入计数率 $n=10^6/\text{s}$ 时的 δ_1 值。

2) 若第六级十进制计数单元最高计数率 $f_{\text{max}}=10^5\text{Hz}$ ，该级的计数损失 δ_6 为多少？

6.2 线性率表如下图所示，在计数率 $n=10^5/\text{s}$ 时，输出电压相对统计偏差 σ_v/V 为10%， $C_1=200\text{pF}$ ， $R=50\text{k}$ ， $C=0.02\mu\text{F}$ 。若 n 减小为 $10^2/\text{s}$ ，要求保持输出电压值和相对统计偏差不变， R 值也不变，求出 C_1 和 C 的数值。

6.3 试说明多道分析器三种基本数据获取方式的特点。画出PHA和MCS方式时简单的工作流程图。

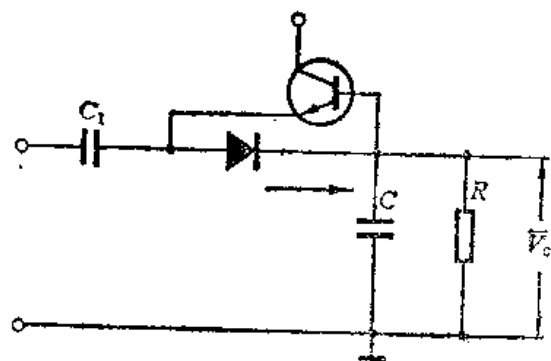
6.4 简述微型计算机结构上的特点。

6.5 一个8192道分析器，每道最大计数容量为 10^6 ，用每片存储容量为 $4\text{K} \times 8$ 位存储器芯片构成多道分析器的数据存储器，问至少需要多少片？它需要多少根地址线？

6.6 在图6.2.23所示的获取接口中，采用哪几种数据传送方式？能否全部采用DMA方式？并说明理由。

6.7 什么是常显示方式？有何优点？

6.8 简述CRT谱曲线显示器的光点显示过程。



习题图6.1 线性率表电路

6.9 多道缓存器有哪些功能和特点?

6.10 多参数谱数据获取方式与单参数谱数据获取方式上有何区别?如何实现多参数谱数据获取?

6.11 分布式处理系统有何特点?

6.12 CAMAC系统有哪些基本特征?它给出了哪些方面的标准规定?

6.13 什么是NIM数字数据总线标准?NIM/GPIB插件有何特点?

6.14 在GPIB总线上信息交换采用“三线握手”技术,它有何优点?

参 考 资 料

- [1] 王经瑾等编著,核电子学(上、下册),原子能出版社,1983,1985.
- [2] 席德明等编著,常用核电子技术,科学出版社,1982.
- [3] P.W.Nicholson, Nuclear Electronics, John, Wiley & Sons, London, 1974.
- [4] E.科瓦斯基著,核电子学,原子能出版社,1975.
- [5] 王永祥等编译,核仪及辐射度量,徐氏基金会出版,1978.
- [6] A.A.萨宁著,清华大学工程物理系译,高等教育出版社,1959.
- [7] Glenn.F.Knoll, Radiation Detection and Measurment, John Wiley & Sons, 1979, 中译本,辐射探测与测量,李旭等译,原子能出版社,1988.
- [8] 屈建石等编著,计算机-多道分析系统原理,原子能出版社,1987.
- [9] 王锋等译, CAMAC电子数字计算机标准接口系统,原子能出版社,1982.
- [10] 张札勇等编著, IEC625通用接口及其应用, 计量出版社, 1985.
- [11] E.Eladi ISRA Nuclear Electronics Symposium, Euratom Report EUR 1969.
- [12] G.Pietri, Proc. 2nd ISRA Nuclear Electronics Symposium, 1975.
- [13] Test Procedures for amplifiers and preamplifiers for semiconductor detector for ionizing radiation, IEC Publication 340, 1979.
- [14] Multichannel amplitude analyzers types, main characteristics and technical requirements, IEC STANDARD, 578(First Edition).
- [15] Test methods for multichannel amplitude analyzers, IEC STANDARD, 659(First Edition).
- [16] STANDARD NIM DIGITAL BUS (NIM/GPIB), U.S. NIM Committee, August 1983.

中 英 名 词 对 照

三画

上升时间 Rise time
下垂速率 Droop rate
门控积分器 Gated integrator
门控基线恢复器 Gated BLR
上甄别器 Upper level discriminator,
ULD
下甄别器 Low level discriminator,
LLD
工作范围 Operating region

四画

中央处理单元 Central processing unit, CPU
中断 Interrupt
分辨 Resolution
打拿极 Dynode
方框图 Block diagram
反相 Inverting
反馈 Feedback
开环增益 Open loop gain
比较器 Comparator
反符合 Anticoincidence
分辨时间 Resolution time
分支总线 Branch highway
无源滤波器 Passive filter
双延迟线成形 Double delay line
(DL)² Shaping
计数器 Counter
计算机 Computer
计算机控制核子仪器插件 Computer-controlled nuclear instrument modules
计数率计 Counting rate meter, Rate-

meter

水平线性刻度 Horizontal-linear scale
水平扩展 Horizontal expand
水平滚动 Horizontal scroll

五画

半高全宽度 Full width at half maximum, FWHM
电离室 Ionization chamber
电缆 Cable
半导体探测器 Semiconductor detector
正比计数器 Proportional counter
闪烁计数器 Scintillator counter
闪烁噪声 Flicker noise
电源 Power supply
电荷灵敏前置放大器 Charge sensitive preamplifier
电流灵敏前置放大器 Current sensitive preamplifier
电压灵敏前置放大器 Voltage sensitive preamplifier
白化滤波器 Pre-whitening filter
台阶 Pedestal
对数计数率计 Logarithmic ratemeter
汇编语言 Assembly language
只读存储器 Read only memory, ROM
平滑 Smooth
字母数字显示 Alphanumeric display
字符发生器 Character generator
功能键 Function key
主-从开关 Master-Slave switch

六画

光电倍增管 Photomultiplier tube

动态范围 Dynamic range
 过载 Overload
 过载恢复 Overload recovery
 后沿 Trailing edge
 有源滤波 Active filter
 有源基线恢复器 Active BLR
 尖顶脉冲 Cusp shaped pulse
 死时间 Dead time
 延迟 Delay
 过零定时 Crossover timing
 存储器 Memory
 存储容量 Memory capacity
 存储缓冲器 Memory buffer
 延迟符合 Delayed coincidence
 光标 Cursor
 多路混合器 Multiplexer
 多道分析器 Multichannel analyzer,
 MCA
 多路定标器 Multiscaler, MCS
 多参数分析 Multiparameter analysis
 多道缓存器 Multichannel buffer,
 MCB
 多维测量 Multidimensional measure
 达峰时间 Peaking time
 机器语言 Machine language
 机箱数据总线 Crate data way
 机箱控制器 Crate controller
 阴极射线管 Cathode ray tube, CRT
 在线 On line
 仿真软件 Emulation software
 寻峰 Peak find
 行式打印机 Line printer

七画

低通滤波器 Low pass filter
 低阻抗电缆 Low-impedence cable
 坎贝尔定理 Campbells theorem
 快放大器 Fast amplifier
 运算放大器 Operational amplifier

场效应管 Field effect transistor,
 FET
 尾堆积 Tail pile up
 极-零相消 Pole-zero cancellation
 快总线 Fast bus
 初始化 Initialize
 时间分辨 Time resolution
 时间常数 Time constant
 时间检出 Time pick off
 时间游动 Time walk
 时间晃动 Time jitter
 时间漂移 Time drift
 时间幅度变换 Time-to-amplitude
 conversion, TAC
 时间数字变换 Time-to-digital con-
 version, TDC
 系统软件 System software

八画

拉普拉斯变换 Laplace transform
 泊松分布 Poisson distribution
 直接耦合 Direct coupling
 直方图 Histogram
 线性 Linearity
 线性门 Linear gate
 放大器 Amplifier
 放电 Discharge
 单道分析器 Single-channel analyzer,
 SCA
 单延迟线成形 Single delay line(DL)
 shaping
 实时间 Real time
 变换系数 Conversion factor
 变换增益 Conversion gain
 定时 Timing
 定时电路 Timing circuit
 定时滤波放大器 Timing filter amp-
 lifier
 定时单道分析器 Timing single-chan-

nel analyzer

定标器 Scaler

盲预置定标器 Blind prescaler

固件 Firmware

软件 Software

垂直刻度 Vertical scale

图形显示 Graphical display

净面积 Net area

九画

相对标准偏差 Relative standard deviation

负极性 Negative polarity

脉冲成形 Pulse shaping

脉冲发生器 Pulse generator

脉冲展宽器 Pulse stretcher

脉冲形状 Pulse shape

脉冲形状甄别器 Pulse shape discrimination

脉冲高度 Pulse height

脉冲高度分析 Pulse height analysis, PHA

信噪比 Signal to noise ratio

屏蔽 Shielding

前置放大器 Preamplifier

前沿 Leading edge

活时间 Live time

前沿触发 Leading edge triggering

前台和后台 Foreground and background

面板 Front panel

重叠 Overlap

总线 Bus

恒比定时 Constant fraction timing, CFT

恒比甄别器 Constant-fraction discriminator, CFD

恒比定时微分甄别器 Constant-fraction differential discriminator

十画

核电子学 Nuclear electronics

核探测器 Nuclear detector

核子仪器插件 Nuclear instrument module, NiM

能量分辨 Energy resolution

能谱 Energy spectrum

能谱畸变 Spectrum distortion

高斯分布 Gaussian distribution

高压电源 High voltage power supply

高通滤波器 High pass filter

气体探测器 Gas filled detector

气体放大系数 Gas multiplication factor

积分非线性 Integral nonlinearity, INL

逐次二进制逼近法 Successive binary approximation method

剥谱 Spectrum stripping

准高斯成形 Semi-Gaussian shaping

峰堆积 Peak pile up

监察周期 Inspection period

离线 Off line

热噪声 Thermal noise

通用接口 General purpose interface

通用仪器总线 General purpose instrumentation bus

十一画

探测器 Detector

带宽 Bandwidth

基线 Baseline

基线偏移 Baseline shift

基线恢复器 Baseline restorer, BLR

堆积 Pile up

堆积拒绝 Pile up rejection

偏置放大器 Biased amplifier

偏置 Offset, Back bias

逻辑展宽器 Logical stretcher
 弹道亏损 Ballistic deficit
 旋转速率 Slew rate
 控制信号 Control signal
 符合 Coincidence
 斜率 Slope
 接口 Interface
 随机存取存储器 Random access memory, RAM

十二画

等效噪声能量 Equivalent noise energy, ENE
 等效噪声电压 Equivalent noise energy, ENV
 散粒噪声 Shot noise
 统计涨落 Statistical fluctuation
 最佳滤波 Optimum filter
 量化电平 Quantization level
 滑尺 Sliding scale
 滑移脉冲发生器 Sliding pulse generator
 道轮廓(道剖面) Channel profile
 幅度和上升时间补偿定时 Amplitude and rise time compensated timing, ARC
 游标尺计时器 Vernier chronotron
 硬件 Hardware
 程序 Program

十三画

微分非线性 Differential linearity, DNL
 零道阈 Zero channel threshold
 甄别器 Discriminator
 预置 Preset

预置计数 Preset count
 预置时间 Preset time
 预甄别器 Priming discriminator
 预置定标器 Preset scaler, Prescaler
 滞后 Hysteresis
 触发比 Triggering fraction
 数模变换器 Digital-Analog Converter, DAC
 数据输入 Data input
 数据输出 Data output
 数据获取和处理系统 Data acquisition and processing system
 输入/输出 Input/output
 微处理器 Microprocessor
 微型计算机 Microcomputer
 微机多道分析器 Microcomputer-based multichannel analyzer
 感兴趣区 Region-of-interest

十四画

谱仪放大器 Spectroscopy amplifier
 稳定时间 Settling time
 模拟开关 Analog switch
 模数变换器 Analog-digital Converter, ADC
 精密脉冲发生器 Precision pulse generator
 磁盘 Disc
 磁带 Magnetic tape
 稳定性 Stability

十五画以上

增益 Gain
 噪声 Noise
 噪声转角时间常数 Noise corner time constant